МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

А. Г. СОБОЛЕВСКИЙ

Я СТРОЮ СУПЕРГЕТЕРОДИН



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 786

А. Г. СОБОЛЕВСКИЙ

Я СТРОЮ СУПЕРГЕТЕРОДИН

ИЗДАНИЕ 2-е,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1971

6Ф2.124
С 54
УДК 621.396.62 : 621.382.3

Соболевский А. Г.

С 54 Я строю супергетеродин. Изд. 2-е перераб. и доп. М., «Энергия», 1971.

144 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 786).

В книге в популярной форме рассказано о наиболее распространенном радиоприемнике — супергетеродине. Приведены схемы отдельных блоков, простейшие формулы, позволяющие подсчитать параметры будущего приемника. Рассказано о принципах конструирования ламповых и транзисторных приемников, много места уделено их налаживанию.

Книга предназначена для радиолюбителей, имеющих некоторый опыт сборки и налаживания приемников.

3-4-5
307-71

6Ф2.124

Анатолий Георгиевич Соболевский

Я строю супергетеродин

Редактор *С. Д. Бать*
Техн. редактор *Т. Н. Хромова*
Обложка художника *А. А. Иванова*
Корректор *И. А. Володяева*

Сдано в набор 15/III 1971 г. Подписано к печати 5/X 1971 г. Т-16412
Формат 84×108$^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 3 Усл. печ. л. 7,56
Уч.-изд. л. 10,66 Тираж 120.000 экз. Цена 43 коп. Зак. 334

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, 18-б.

НАЧНЕМ С ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Помню, когда я сделал свой первый ламповый приемник прямого усиления (транзисторов тогда еще не было) и добился его хорошей работы, то был страшно горд. Вечерами наслаждался, «вылавливая» самые дальние радиостанции. Но когда новизна впечатлений прошла, заметил, что приемник работает далеко не так хорошо, как этого хотелось бы. Прием многих дальних станций сопровождался свистами, хрипами, иногда одновременно были слышны две радиостанции, причем настроиться на них раздельно не удавалось. Были и другие неприятные явления — в основном они сводились к искажениям радиопередачи.

И странное дело — тщательное налаживание не приводило к улучшению работы приемника. Провозившись несколько дней, я понял, что одной только регулировкой приемника ничего не добьешься. Видимо, причина появления искажений была в чем-то другом, может быть в самом принципе работы приемника прямого усиления?

Думаю, не надо доказывать, что качество радиоприемника определяется прежде всего естественностью звучания радиопередачи и отсутствием помех. А какое звучание будет восприниматься как естественное? Очевидно то, которое содержит все звуки, присущие человеческому голосу или музыкальному инструменту, причем важную роль играют так называемые обертоны (высшие тоны), создающие звуковую «окраску» — тембр голоса или музыкального инструмента.

Изменение привычной окраски звука воспринимается ухом как искажение звучания.

Если разложить звук человеческого голоса или музыкального инструмента на составляющие его колебания — получить его частотный спектр, то окажется, что, кроме колебаний основной частоты, определяющих высоту звука, звучание голоса или музыкального инструмента, он состоит из множества колебаний, различных по частоте и амплитуде. Это и есть обертоны, определяющие «окраску» звука. Поэтому, чтобы звучание было естественным, громкоговоритель приемника должен воспроизводить колебания всех этих частот.

Человек слышит звуки с частотой от нескольких десятков герц до 12—18 *кгц*. Следовательно, чтобы радиопередача звучала естественно, приемник должен воспроизводить именно такой звуковой диапазон. Однако это удается осуществить (да и то не всегда) только в высококачественном радиовещании на УКВ. В радиовещании же на длинных, средних и коротких волнах приходится ограничиваться

более узким диапазоном частот (о причинах этого будет сказано ниже), примерно до 5—6 *кгц*. Но и такая радиопередача звучит достаточно естественно. Однако если снизить высокочастотную границу до 2—3 *кгц*, то искажения уже заметны — звук становится тусклым.

Поговорим подробнее о модуляции высокочастотных колебаний. Вы, наверное, знаете, что существуют различные способы модуляции. В радиовещании наиболее распространена амплитудная модуляция, при которой низкочастотный (модулирующий) электрический сигнал воздействует на амплитуду высокочастотного сигнала передатчика, называемого обычно сигналом несущей частоты. Амплитуда высокочастотных колебаний несущей частоты изменяется в такт с изменениями модулирующего сигнала. На рис. 1 вверху показан график сигнала несущей частоты передатчика в то время, когда модуляция отсутствует. Но как только появляется модулирующий сигнал звуковой частоты, форма огибающей высокочастотного напряжения[1] становится в точности похожей на форму звукового модулирующего сигнала.

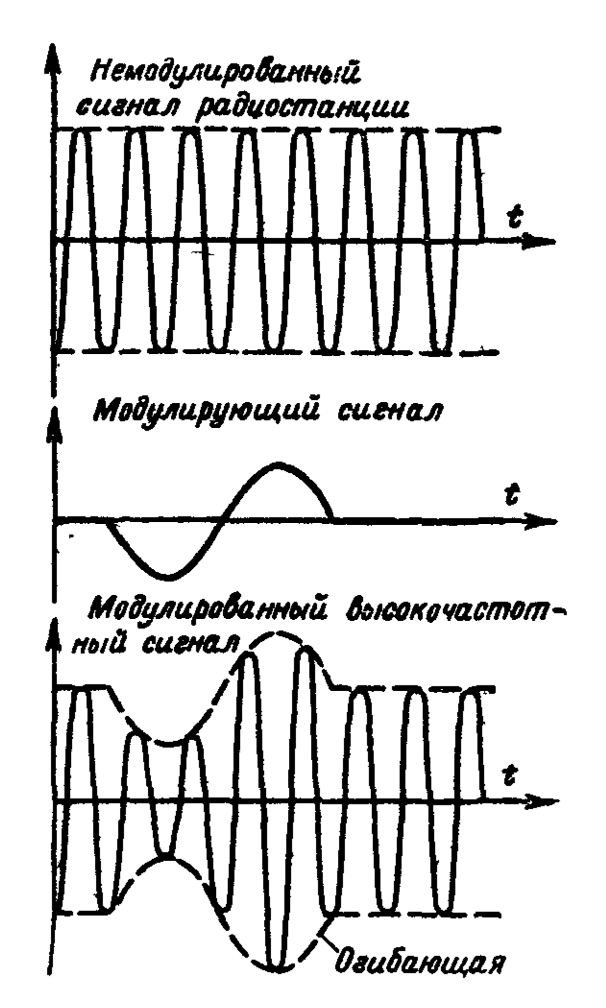


Рис. 1. Принцип амплитудной модуляции.

Однако дело не только в изменении амплитуды высокочастотной несущей. Когда модуляции нет, радиостанция излучает только колебания одной частоты — высокочастотной несущей, например 100 *кгц*. Но как только началась модуляция, например сигналом с частотой 1 *кгц*, кроме колебаний частотой 100 *кгц*, в спектре сигнала появляются колебания еще двух частот, отстоящих от основного колебания на —1 и +1 *кгц*. Эти частоты часто называют боковыми. Следовательно, можно считать, что радиостанция излучает теперь колебания уже трех частот: 99, 100 и 101 *кгц*. При передаче же всего принятого в радиовещании спектра звуковых частот, т. е. примерно до 5 *кгц*, радиостанция во время передачи излучает не только колебания несущей частоты 100 *кгц*, но и целый спектр колебаний с частотами от 100—5=95 *кгц* до 100+5= =105 *кгц* (рис. 2). Заметим при этом, что чем выше звуковая модулирующая частота, тем дальше от несущей отстоит соответствующая

[1] Огибающей называется мысленно проведенная кривая (на рис 1 показана пунктиром), соединяющая амплитудные значения модулированного высокочастотного сигнала.

ей линия спектра модулированных высокочастотных колебаний. Общая ширина спектра составит 105—95=10 *кгц*. Если сигналы с такими частотами пройдут через высокочастотные блоки приемника, то после детектора будут восстановлены низкочастотные электрические колебания с частотами до 5 *кгц*, а в громкоговорителе появятся звуковые колебания с такими же частотами. Но для этого высокочастотные блоки приемника должны пропускать не только сигнал несущей частоты радиостанции, а целый спектр высокочастотных колебаний в пределах ±5 *кгц* от несущей (рис. 2).

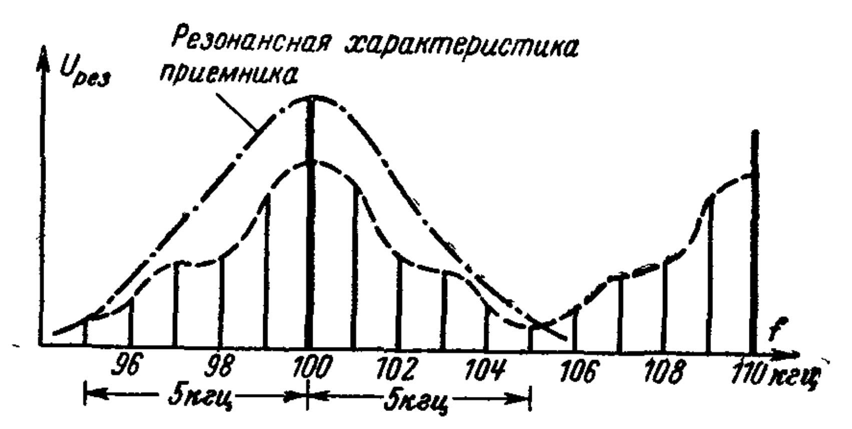


Рис. 2. При амплитудной модуляции радиостанция излучает спектр боковых частот шириной 10 *кгц*.

Однако как же они «отличат» колебания нужной радиостанции от колебаний других радиостанций? Очевидно, что для этого несущие частоты радиостанций должны отстоять друг от друга по частоте не менее чем на 10 *кгц*. Тогда сигналы «чужих» радиостанций не попадут в радиоприемник при настройке его на частоту данной радиостанции.

Но появляется еще одна проблема: спектр колебаний данной радиостанции должен проходить через приемник без искажений, т. е. приемник должен принять и усилить эти колебания одинаково, не ослабляя их амплитуд друг относительно друга.

Припомним, как работает одиночный колебательный контур *LC*. На сигнал основной (резонансной) частоты $f_{рез}$ он реагирует с наибольшей силой, а на сигналы других частот — все слабее и слабее (рис. 3).

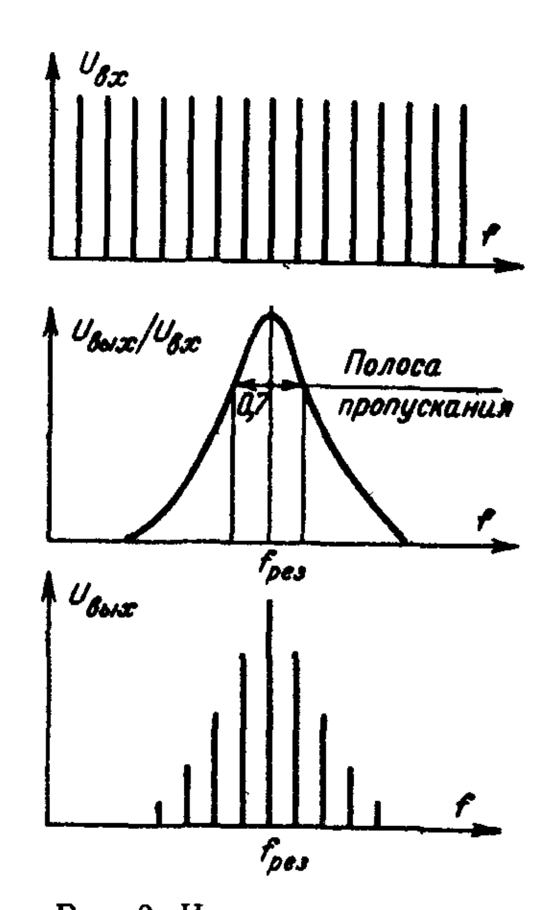


Рис 3. Чем дальше за пределами полосы пропускания находится сигнал, тем сильнее он ослаблен.

Крайние составляющие спектра сигнала (соответствующие

звуковым колебаниям высоких частот) проходят через колебательный контур ослабленными и, следовательно, воспроизведение радиопередачи оказывается искаженным. Таким образом, через одиночный колебательный контур нельзя равномерно пропустить все составляющие модулированного сигнала.

Но ведь можно уменьшить искажения составляющих спектра сигнала, соответствующих высшим звуковым частотам, расширив полосу пропускания контуров. Тогда амплитуды крайних составляющих будут менее ослаблены по сравнению с колебаниями несущей частоты и искажения радиопередачи уменьшатся. Но при расширении полосы пропускания контуров будут проходить сигналы радиостанций, работающих на близких частотах.

Следовательно, требования высокого качества воспроизведения сигнала данной радиостанции и хорошей избирательности (т. е. хорошего отсеивания сигналов посторонних радиостанций) взаимно противоположны.

Определим, как удовлетворяет этим требованиям приемник прямого усиления. Для того чтобы приемник прямого усиления обеспечил хорошую отстройку от соседних по частоте радиостанций. на пути высокочастотного модулированного сигнала к детектору нужно поставить как можно больше колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала. Каждый настроенный колебательный контур ослабляет сигналы с частотами, отличающимися от резонансной. Чем больше таких фильтров, тем значительнее будут ослаблены сигналы соседних по частоте радиостанций и тем выше будет избирательность приемника.

При перестройке приемника на другую радиостанцию все колебательные контуры придется перестраивать. Однако добиться того, чтобы большое число колебательных контуров имело совершенно одинаковые параметры, очень трудно. Поэтому при перестройке контуров общей ручкой блока конденсаторов переменной емкости настройка контуров неизбежно «расходится». В результате полоса пропускания увеличивается, а следовательно, ухудшается избирательность приемника. Кроме того, при этом уменьшаются усиление приемника и его чувствительность к сигналам в приемной антенне. Ведь колебания в контуре имеют наибольшую амплитуду на резонансной частоте, и если резонансная частота какого-либо контура сдвинута относительно частоты сигнала, то контур реагирует на его колебания слабее, чем в случае, когда резонансная частота совпадает с частотой сигнала.

Но предположим, что все же удалось так точно изготовить колебательные контуры и блок конденсаторов настройки, что при перестройке все колебательные контуры настраиваются на одну и ту же частоту. Все равно это не спасет положения.

Дело в том, что полоса пропускания контура зависит от частоты, на которой он работает, причем чем выше частота, тем шире полоса пропускания:

$$\Delta f = \frac{f}{Q},$$

где Δf — полоса пропускания;
f — частота, на которой работает контур;

Q — добротность колебательного контура[1].

Как видно из приведенной формулы, при перестройке колебательного контура на более высокие частоты f полоса пропускания его расширяется, а при перестройке на более низкие — сужается (если добротность контура Q при этом практически не изменяется). Если в середине диапазона полоса пропускания выбрана такой, что обеспечено достаточно естественное воспроизведение передачи, а помехи со стороны других радиостанций незначительны, то на высокочастотном конце диапазона полоса пропускания может стать слишком большой и помехи от других радиостанций сделаются очень заметными. Наоборот, на низкочастотном конце диапазона полоса

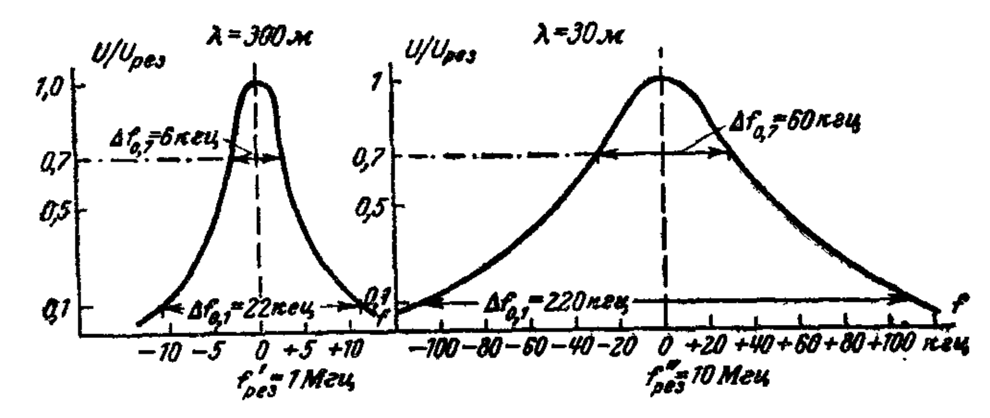


Рис. 4. Резонансные характеристики колебательных контуров на различных частотах.

пропускания может сузиться настолько, что ухудшится естественность воспроизведения радиопередачи.

Выше было сказано, что полоса пропускания должна составлять около 10 *кгц*. Посмотрим, как с этой точки зрения обстоит дело в приемнике прямого усиления. Предположим, что приемник работает в диапазоне средних и коротких волн. Считая $Q=160$, резонансную характеристику приемника построим для двух частот: для частоты 1 *Мгц* (средневолновый диапазон) и для частоты 10 *Мгц* (коротковолновый диапазон)[2]. Эти характеристики показаны на рис. 4. Здесь по одной оси отложены частоты f, а по другой — отношение напряжения U на выходе усилителя высокой частоты при заданной частоте f к напряжению $U_{рез}$ на частоте резонанса $f_{рез}$. Из характеристик видно, что чем выше резонансная частота $f_{рез}$, тем шире полоса пропускания контура. Полосу пропускания принято отсчитывать на уровне, соответствующем ослаблению сигнала U не более чем до 0,7 резонансного значения $f_{рез}$. Поэтому полосу пропускания обозначают обычно так: $\Delta f_{0,7}$.

Рассмотрим работу приемника в средневолновом диапазоне. Полоса пропускания приемника на частоте 1 *Мгц* составляет около

[1] Величина добротности Q характеризует отношение полной энергии, запасенной контуром, к той энергии, которая теряется в контуре за период $\left(Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\right.$, где R — активное сопротивление контура$\left.\right)$.

[2] Длина волны λ в метрах связана с частотой колебаний f в мегагерцах зависимостью $\lambda=300/f$.

6 *кгц* (рис. 4). Конечно, такая полоса «узковата» (желательно иметь 10 *кгц*), но все же приемлема. Но это на уровне 0,7, а вот на уровне 0,1 полоса пропускания окажется равной 22 *кгц*. Это означает, что если для радиостанции, несущая частота которой соответствует резонансной частоте колебательных контуров приемника $f_{рез}$, выходное напряжение принять за единицу, то сигналы радиостанций такой же мощности, отстоящих по несущей частоте на $+10$ *кгц* от частоты $f_{рез}$, будут лишь в 10 раз ослаблены по сравнению с сигналами основной радиостанции. Конечно, громкость их будет значительно меньше громкости основной радиостанции, но все они будут достаточно хорошо слышны. В хороших приемниках эти мешающие станции должны быть слышны в десятки и даже сотни раз тише.

Переключим теперь приемник прямого усиления на коротковолновый диапазон. На частоте 10 *Мгц* полоса пропускания $\Delta f_{0,7}$ составит 60 *кгц*. А нам нужно не более 10 *кгц* Конечно, при такой широкой полосе пропускания все составляющие спектра полезного сигнала хорошо пройдут через приемник, но и избирательность приемника будет чрезвычайно низкой. Собственно, о какой избирательности в этом случае может идти речь, если в приемнике с почти одинаковой громкостью будут одновременно слышны шесть радиостанций, отстоящих по частоте на 10 *кгц* одна относительно другой. А полоса пропускания на уровне 0,1 составляет 220 *кгц*!

Самым лучшим с точки зрения избирательности и хорошего воспроизведения передачи будет такой радиоприемник, форма частотной характеристики которого П-образная — резонансная характеристика приемника по форме напоминает букву П (плоская вершина и отвесные боковые склоны). Если полоса пропускания при такой характеристике равна 10 *кгц*, то приемник будет принимать только основную радиостанцию и совершенно не будет принимать сигналы соседних по частоте радиостанций.

Теперь посмотрим, нельзя ли улучшить приемник прямого усиления и добиться того, чтобы он имел П-образную форму резонансной характеристики.

ПОПРОБУЕМ УЛУЧШИТЬ ПРИЕМНИК ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Из сказанного выше ясно, что для улучшения избирательности приемника прямого усиления следовало бы вместо одиночных колебательных контуров включить в приемник систему контуров с П-образной частотной характеристикой. Попробуем это сделать.

Частотную П-образную характеристику можно получить, заменив одиночные резонансные контуры в приемнике прямого усиления группами из двух связанных контуров (рис. 5, *а*). Такие двухконтурные системы носят название полосовых фильтров с индуктивной (трансформаторной) связью. Фильтры называются полосовыми потому, что они при определенных условиях равномерно пропускают колебания определенной полосы частот, отсеивая остальные, не попадающие в их полосу пропускания. Ширина полосы пропускания, а также возможность отсеивания мешающих сигналов определяются добротностью контуров L_1C_1 и L_2C_2, а также величиной индуктивной связи (коэффициентом связи) между этими контурами. Форма частотной характеристики таких фильтров при различных коэффициентах связи показана на рис. 5, *б*. Кривая *1* соответствует слабой

связи между контурами. Частотная характеристика в этом случае во многом напоминает по форме характеристику одиночного контура. Если связь увеличивать, например сближением контурных катушек, то крутизна склонов характеристики будет увеличиваться. При некоторой «критической» величине связи характеристика будет иметь вид кривой *2*, которая соответствует наибольшей амплитуде колебаний на резонансной частоте.

При связи между контурами выше «критической» на характеристике возникают два горба и появляется провал на резонансной частоте (кривая *3*), причем чем сильнее связь, тем значительнее высо-

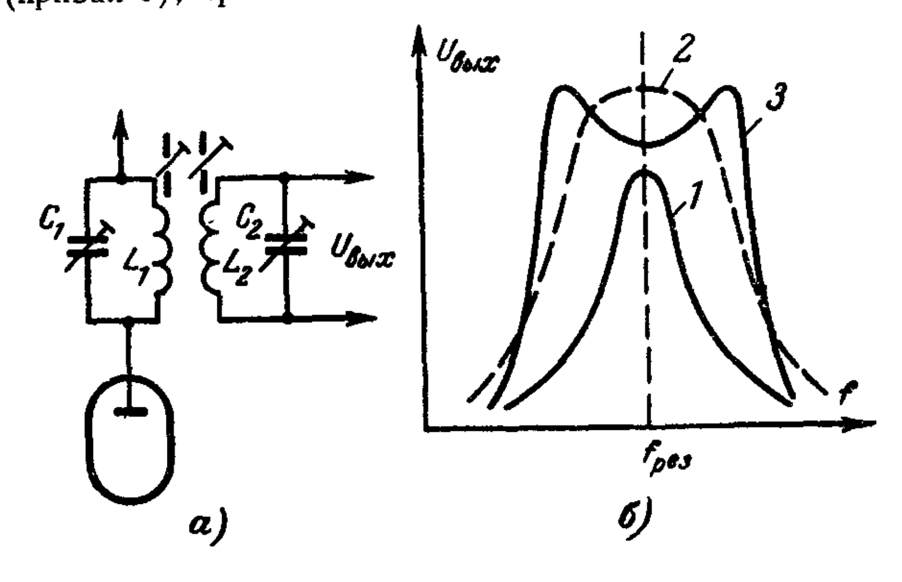


Рис. 5. Принципиальная схема двухконтурного полосового фильтра и его резонансные характеристики.

та горбов, тем глубже впадина в характеристике и тем больше расстояние между горбами. При связи чуть больше «критической» частотная характеристика полосового фильтра очень напоминает прямоугольную (П-образную), так как крутизна склонов характеристики велика, а провал почти незаметен.

Определим, почему форма частотной характеристики фильтра зависит от связи между контурами. Мы уже говорили, что коэффициент связи зависит от расстояния между катушками. При слабой связи лишь незначительная часть энергии переходит из контура, находящегося в первичной цепи, во второй контур. Поэтому передача напряжения из контура в контур незначительна. По мере увеличения связи эта передача напряжения растет и достигает наибольшего значения при некоторой величине связи, которую называют «критической».

При связи, превышающей критическую, во второй контур поступает все бо́льшая часть энергии источника колебаний. Второй контур начинает сильно шунтировать первый, и общее усиление уменьшается. Этим объясняется провал в характеристике на резонансной частоте. При некотором отходе от частоты резонанса баланс энергии улучшается за счет расстройки шунтирующего второго контура, и это приводит к появлению подъемов характеристики (горбов), при которых усиление достигает того же значения, что и при критической связи.

Максимально допустимой связью принято считать такую, при которой провал доходит до величины $U/U_{рез}=0,7$ максимальной высоты кривой, т. е. до уровня, на котором отсчитывается полоса пропускания. Такая связь дает наивыгоднейшую форму резонансной характеристики с точки зрения избирательности ввиду резкого спада характеристики на границах полосы пропускания.

При любой степени связи между контурами избирательность будет тем лучше, чем больше добротность контуров, так как при этом боковые ветви кривой отличаются более крутыми спадами. Но применять контуры с очень высокой добротностью не всегда возможно, так как это может привести к резкому сужению полосы пропускания, а следовательно, и к большим частотным искажениям сигнала. Это обстоятельство ставит предел повышению добротности контуров. В некоторых случаях для расширения полосы пропускания приходится даже нарочно ухудшать добротность контуров, шунтируя их резисторами.

Вот такие полосовые фильтры можно включить вместо обычных контуров в приемник прямого усиления. Можно так подобрать связь в фильтрах и добротности контуров, чтобы обеспечить нужную полосу пропускания и хорошую избирательность.

Что же, по идее все это правильно. Но вспомним, что при перестройке приемника с одной частоты на другую придется перестраивать и эти фильтры. А это очень сложно — ведь придется одновременно перестраивать шесть, а то и больше контуров. Да потом с изменением частоты будет изменяться полоса пропускания полосового фильтра. Поэтому на низкочастотном конце диапазона она будет меньше, а на высокочастотном — больше необходимой. Конечно, можно изменять коэффициент связи при перестройке по диапазону и тем самым поддерживать полосу пропускания одинаковой по диапазону, но это еще более сложно, чем одновременно перестраивать несколько контуров. Таким образом, приемник превратится в чрезвычайно громоздкий и сложный аппарат.

Однако и это еще не все Предположим, что приемник прямого усиления должен работать в коротковолновом диапазоне. В этом случае усиление принимаемого высокочастотного сигнала придется осуществлять в усилителе высокой частоты. Но усиливать высокочастотные сигналы — дело не простое. На высоких частотах (особенно на частотах выше нескольких мегагерц) большую роль играют различные паразитные связи между каскадами усилителя. Эти связи приводят к самовозбуждению усилителя, т. е. усилитель превращается в генератор паразитных колебаний, создающих в конечном счете помехи в громкоговорителе. Сделать высокочастотный усилитель с большим коэффициентом усиления очень трудно. А это означает, что нельзя создать надежный приемник прямого усиления для коротковолнового диапазона с высокой чувствительностью, рассчитанный на прием дальних радиостанций.

Придется подумать о приемнике какой-то другой системы, в котором удалось бы устранить недостатки приемника прямого усиления. От полосовых фильтров мы не будем отказываться, они действительно обладают большими достоинствами. Но применить их удобно только в усилителе, который работает всегда на одной и той же частоте. Но как же тогда принимать сигналы различных радиостанций?

Вот если бы можно было каким-нибудь искусственным путем изменять в приемнике частоту сигнала, переводя ее в некоторую заранее известную частоту, одну и ту же для всех принимаемых радиостанций. Тогда можно было бы сигналы любых радиостанций усиливать на одной и той же частоте при помощи усилителя с полосовыми фильтрами. Форма резонансной характеристики такого усилителя была бы П-образной, по ширине достаточной для получения естественного воспроизведения, а все мешающие сигналы были бы отсеяны.

Но как изменить частоту сигнала принятой радиостанции?

Вообще-то эта задача не такая уж сложная. Например, если «смешать» колебания частоты принимаемой радиостанции с колебаниями какой-либо другой частоты в специальном приборе-преобразователе, то в результате появятся новые колебания, частота которых равна будет разности частот «смешиваемых» сигналов.

Приемник, созданный по такой схеме, обладал бы замечательными возможностями. Действительно, форма его резонансной характеристики была бы П-образной благодаря применению полосовых фильтров. Он мог бы иметь бо́льшую чувствительность, так как усиление принимаемого сигнала осуществлялось бы двумя усилителями на разных частотах: на частоте сигнала — обычным усилителем высокой частоты, а затем усилителем с полосовыми фильтрами. Результирующее усиление было бы значительным, а самовозбуждение не появлялось бы ввиду усиления на двух различных частотах, причем основное усиление сигнала можно было бы производить в полосовом усилителе.

Как же все это осуществить на практике?

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ — ОСНОВА СУПЕРГЕТЕРОДИНА

Оказывается, выход в следующем: преобразовать принимаемые колебания в колебания так называемой промежуточной частоты и на этой частоте с помощью полосовых фильтров отсеять сигналы мешающих станций. Эта промежуточная частота одна и та же при приеме любой радиостанции на любом диапазоне приемника. Именно поэтому на этой частоте можно применять полосовые фильтры с постоянной настройкой.

Но как преобразовать частоту принимаемой радиостанции в промежуточную? И как сделать, чтобы она была всегда одна и та же? Ведь принимаемые частоты разные.

Теперь речь идет о так называемом **супергетеродинном приемнике** (супергетеродине). Именно в приемнике такой системы частота принимаемого сигнала преобразуется в промежуточную, на которой и происходит основное усиление. Поэтому супергетеродинные приемники могут работать на любых диапазонах, в том числе коротковолновом и даже ультракоротковолновом, и обладают очень высокой чувствительностью.

Но усилитель промежуточной частоты не только усиливает сигнал, он же обеспечивает и высокую избирательность приемника. Именно в его фильтрах, обладающих почти П-образной формой резонансной характеристики, происходит отсеивание сигналов посторонних радиостанций. Поэтому, выбрав соответствующим образом добротность контуров усилителя промежуточной частоты и коэффициент связи в фильтрах, можно получить очень высокую избира-

тельность супергетеродинного приемника, одинаковую на любом диапазоне.

Прежде всего надо разобраться в работе преобразователя частоты — основном и наиболее характерном узле всякого супергетеродина.

Как следует из самого названия, этот узел преобразует колебания принимаемой частоты в колебания промежуточной частоты. Чтобы произвести такое преобразование, надо сигнал принимаемой радиостанции «смешать» с колебаниями специального высокочастотного генератора — гетеродина, имеющегося в приемнике. Такое «смешение» колебаний происходит в специальном приборе — **преобразователе частоты** (иногда его называют смесителем).

Однако не надо такое «смешение» понимать в буквальном смысле. Если смешать два колебания в так называемой линейной цепи (например, на резисторе), то никакого сложения или вычитания частот, а тем более никаких колебаний с новыми частотами не получится. Для преобразования двух колебаний — гетеродина $f_г$ и принимаемого сигнала $f_с$ в колебания с частотой $f_п$ их «смешение» надо производить в нелинейной цепи

В радиотехнике в качестве преобразователя применяют электронные приборы, в простейшем случае — полупроводниковые диоды. Ведь сопротивление диода зависит от величин напряжений и токов, поданных на его электроды. Вспомните вольт-амперную характеристику диода: внутреннее сопротивление диода переменному току пропорционально котангенсу угла наклона касательной к характеристике, а этот угол для различных точек характеристики различен, так как характеристика диода **нелинейна** (запомните, это очень важно!). Следовательно, под действием напряжения (или тока), изменяющегося с частотой гетеродина $f_г$, изменяется сопротивление диода и если на него подать принимаемую частоту $f_с$, то на выходе получим биения с частотой $f_п$ (рис. 6).

Но надо заметить, что на выходе преобразователя возникают не только колебания разностной частоты $f_г—f_с$, но и колебания суммарной частоты $f_г+f_с$ и колебания с частотой гетеродина $f_г$, а также колебания с частотой сигнала $f_с$. К этому надо добавить, что в реальном приемнике на вход преобразователя подаются не только колебания с частотой сигнала $f_с$, но и другие сигналы, и они тоже образуют биения с колебаниями гетеродина. Словом, на выходе преобразователя имеются колебания множества частот. Как же выделить необходимые нам колебания с частотой $f_п=f_г—f_с$?

Представьте, что на выходе преобразователя, в качестве которого, как мы выяснили, можно использовать полупроводниковый диод, включен колебательный контур, настроенный на частоту $f_п$ (рис. 7). Этот контур не окажет заметного сопротивления колебаниям с частотами сигнала и гетеродина, так как он сильно расстроен относительно этих частот (он настроен на частоту $f_п=f_г—f_с$). Сигнал же с промежуточной частотой выделится на контуре, так как на этой частоте контур обладает значительным сопротивлением. Таким образом, на выходе фильтра возникает напряжение с промежуточной частотой $f_п$.

Диод и контур, настроенный на промежуточную частоту, образуют простейший **преобразователь частоты**

Выше уже было сказано, что при амплитудной модуляции радиостанция излучает не только сигнал несущей частоты, но и целую полосу колебаний шириной $2F_в$ ($F_в$ — наивысшая частота модуляции). С каждым из этих колебаний колебания гетеродина образуют биения. Поэтому можно сказать, что и несущая частота радиостанции, и все боковые частоты, образующиеся при модуляции, преобразуются по частоте, причем несущая частота радиостанции превращается в номинальную (центральную) промежуточную частоту, а боковые частоты размещаются по обе стороны от нее (рис. 8).

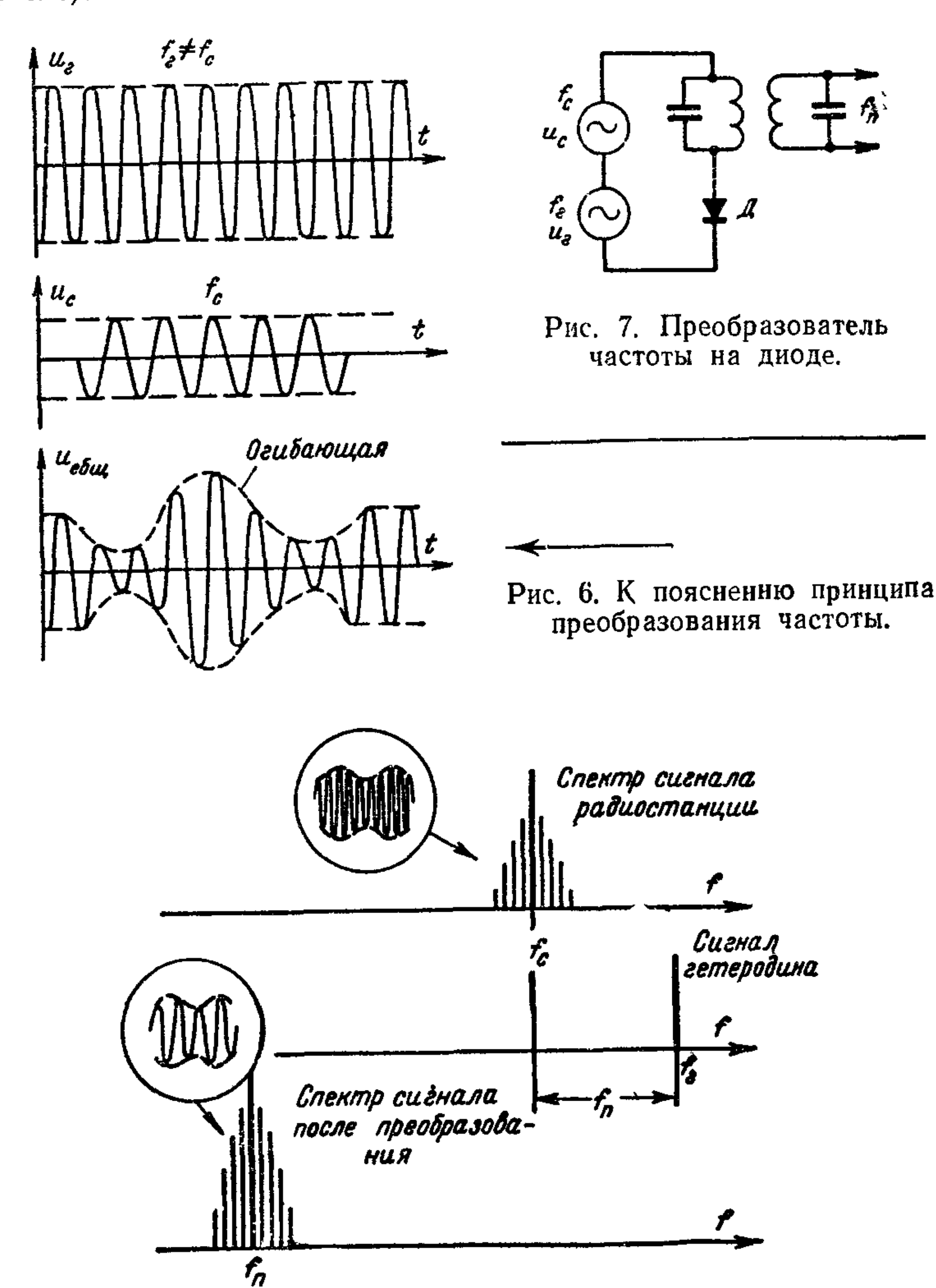


Рис. 7. Преобразователь частоты на диоде.

Рис. 6. К пояснению принципа преобразования частоты.

Рис. 8. Преобразователь преобразует в промежуточную не только несущую частоту радиостанции, но и весь спектр боковых частот.

Значит, при приеме амплитудно-модулированного высокочастотного сигнала после преобразователя возникает амплитудно-модулированный сигнал промежуточной частоты. Огибающие высокочастотного сигнала и сигнала промежуточной частоты будут одинаковыми, а частота заполнения после преобразователя будет ниже (рис. 8).

Конечно, биения с колебаниями гетеродина образуют не только составляющие сигнала принимаемой радиостанции, но и все прочие высокочастотные сигналы других радиостанций, попавшие на вход преобразователя частоты. Но контуры промежуточной частоты пропустят только сигнал принимаемой радиостанции, ибо только этот сигнал попадает в полосу частот, пропускаемых усилителем промежуточной частоты.

На выходе усилителя промежуточной частоты (который может быть многокаскадным) в супергетеродинном приемнике, как и в приемнике прямого усиления, устанавливают обычный диодный детектор, который преобразует модулированный сигнал промежуточной частоты в электрические колебания звуковой частоты. Далее следуют каскады усиления звуковой частоты (их обычно называют усилителем низкой частоты) и громкоговоритель.

СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Итак, Вы теперь знаете, как преобразовать принимаемую частоту в промежуточную. Но до сих пор мы говорили только о диодном преобразователе, а я должен сообщить Вам, что в радиовещательных приемниках такой преобразователь применяется очень редко. Преобразовательные каскады обычно строятся на специальных частотопреобразовательных лампах или транзисторах; принцип частотного преобразования на них тот же, что и в диодном преобразователе. Дело в том, что диодный детектор, который мы рассмотрели, выделяет колебания разностной частоты благодаря тому, что он обладает нелинейной характеристикой. Поэтому запомните: для преобразования частот необходим элемент с нелинейной характеристикой. Но такой характеристикой обладает не только диод.

Рассмотрим практические схемы преобразовательных каскадов радиовещательных супергетеродинных приемников. Диодные преобразователи частоты чаще всего применяют на сверхвысоких частотах (сантиметровые и дециметровые волны); на меньших частотах, на которых хорошо работают лампы и транзисторы, диоды в качестве преобразователей применяются реже. Это объясняется тем, что диодные преобразователи создают некоторое ослабление сигнала. Мощность сигнала промежуточной частоты на выходе диодного смесителя всегда оказывается меньшей чем мощность сигнала на выходе.

Преобразователь будет одновременно являться и усилителем принимаемых сигналов, если вместо диода применить триод, а еще лучше — пентод (рис. 9). Такой преобразователь называют односеточным, потому что сигнал радиостанции и колебания гетеродина подают на одну и ту же сетку лампы. Если на сетку лампы подать напряжение гетеродина и принимаемого сигнала, то в составе анодного тока наряду с колебаниями частот сигнала и гетеродина при нелинейной характеристике лампы будут присутствовать колебания

разностной частоты, которые выделяются фильтром промежуточной частоты, включенным в анодную цепь лампы.

Оценку преобразователя и режима, в котором работает лампа, производят по крутизне преобразования $S_{пр}$ *ма/в*. Крутизна преобразования обычно указывается в справочниках. Значение параметра $S_{пр}$ желательно иметь возможно большим, так как в этом случае коэффициент передачи ($K_{пр}=S_{пр}R_{рез}$) будет тоже больше, а следовательно, преобразователь дает большее усиление сигнала. Крутизна преобразования у современных пентодов составляет примерно 1—2 *ма/в*. Резонансное же сопротивление контуров промежуточной частоты $R_{рез}$ при хорошей добротности достигает 5—20 *ком*. Отсюда коэффициент передачи $K_{пр}$ может быть равен 10 и больше.

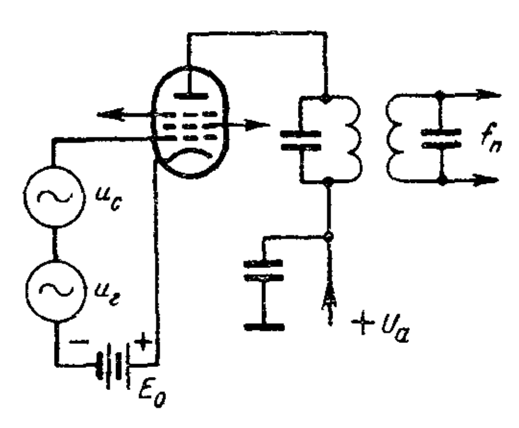


Рис. 9. Схема односеточного преобразователя частоты на пентоде.

Заметим еще, что коэффициент передачи будет тем больше, чем значительнее амплитуда колебаний гетеродина, поступающих на сетку лампы преобразователя (при этом увеличивается амплитуда изменений анодного тока лампы). Поэтому напряжение гетеродина должно быть достаточно большим — не менее 1 *в*. Однако лампа не должна работать в режиме отсечки анодного тока, а также нельзя допускать появления сеточного тока (размах положительных полупериодов не должен превышать напряжения смещения E_0). Кроме того, большое внимание надо обратить на стабильность частоты гетеродина, ведь от нее зависит настройка супергетеродинного приемника. Любое отклонение частоты гетеродина от необходимой для приема данной радиостанции вызывает такое же по величине изменение частоты биений, образуемых колебаниями гетеродина и принимаемым сигналом. Если это изменение превысит величину полосы пропускания фильтров промежуточной частоты, то радиостанция перестанет быть слышимой. Однако значительное ухудшение приема данной радиостанции произойдет еще раньше — вспомните, что для нормального приема необходимо пропустить через усилитель промежуточной частоты всю полосу колебаний боковых частот, образующихся при модуляции несущей. Кроме того, в усилитель промежуточной частоты «полезут» помехи от соседних радиостанций, ибо теперь их сигналы будут образовывать с колебаниями гетеродина биения, частоты которых будут находиться в пределах полосы пропускания фильтров промежуточной частоты. Таким образом, приходится проявлять очень серьезную заботу о повышении стабильности частоты гетеродина, особенно на коротких волнах. На длинных волнах при частоте гетеродина, например, 665 *кгц* (приемник настроен на частоту $f_c=200$ *кгц*; промежуточная частота $f_п=465$ *кгц*) допустимый уход частоты гетеродина на 5 *кгц* (половина полосы пропускания фильтров промежуточной частоты) составляет в относительных величинах $5/665 \approx 7 \cdot 10^{-3}$, а на коротких волнах, когда гетеродин настроен, например, на частоту 10 465 *кгц* (приемник принимает сигнал с частотой 10 000 *кгц*, т. е. 10 *Мгц*), допустимый уход гетеродина на 5 *кгц* составляет в относительных величинах $5/10\,465 \approx 5 \cdot 10^{-4}$, т. е.

на коротких волнах стабильность частоты гетеродина, определяемая допустимым уходом частоты, должна быть почти в 10 раз выше. Добавьте к этому еще и то соображение, что на коротких волнах насыщенность диапазона радиостанциями значительно больше, чем в длинноволновом диапазоне, и соответственно от них больше помех. Поэтому если на длинных волнах уход частоты гетеродина на 5 *кгц* вызовет только некоторое ухудшение звучания, то на коротких волнах при таком уходе частоты гетеродина в громкоговорителе приемника с одинаковой громкостью могут звучать две соседние радиостанции. Следовательно, необходима еще более высокая стабильность частоты гетеродина.

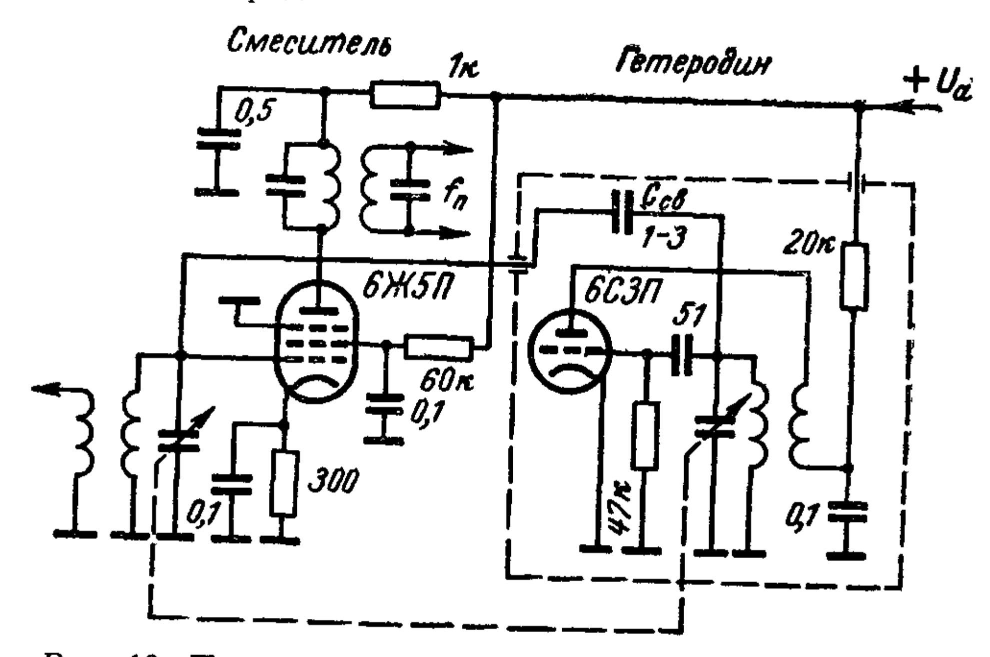


Рис. 10. Полная принципиальная схема односеточного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

Конечно, изменение частоты гетеродина можно компенсировать вращением ручки настройки контура гетеродина, но это усложнит пользование приемником, ибо придется время от времени подстраивать частоту гетеродина.

Вернемся к односеточному преобразователю частоты на пентоде. Такой преобразователь в радиовещательных приемниках применяют редко; основная причина этого — паразитная связь между колебательными контурами, настроенными на частоту сигнала $f_с$ и частоту гетеродина $f_г$, — ведь оба контура включены в общую цепь сетки лампы. Правда, можно применить схему, показанную на рис. 10, в которой для уменьшения паразитной связи контуров гетеродинный контур подключен ко входу смесителя через очень малую емкость конденсатора связи $C_{св}$. Но даже в этой схеме взаимное влияние контуров довольно велико.

В чем же заключается это взаимное влияние и почему оно нежелательно? Оно выражается во взаимной зависимости настроек этих контуров, т. е. настройка, например, гетеродинного контура определяется не только изменением емкости его конденсатора настройки, но и настройкой другого контура. При этом одновременно с перестройкой гетеродинного контура происходит некоторое изменение настройки и другого контура. Естественно, что такое «неконтролируемое» изменение настройки контуров мешает нормальной работе преобразователя.

Более совершенны двухсеточные преобразователи частоты (рис. 11). В них контур гетеродина совершенно «развязан» от контура принимаемого сигнала, так как напряжения сигнала и колебания гетеродина поступают на разные сетки пентода. Кроме того, первая (сигнальная) и третья (гетеродинная) сетки разделены экранирующей сеткой, которая резко уменьшает емкость между ними, а значит, и связь контуров.

Как же работает такой преобразователь частоты?

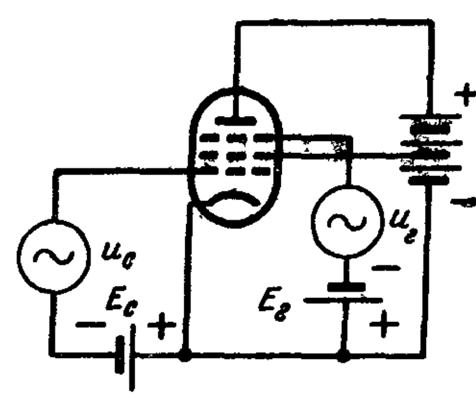


Рис. 11. Двухсеточный преобразователь частоты.

Когда говорилось о работе односеточного преобразователя, по аналогии с диодным детектором указывалось на наличие биений при сложении колебаний сигнала и гетеродина во входной цепи смесителя. Для двухсеточного преобразования о биениях говорить не приходится, так как колебания сигнала и гетеродина воздействуют на разные входные цепи.

Начнем с того момента, когда на сетках отсутствуют высокочастотные колебания, т. е. на первой и третьей сетках имеются только отрицательные напряжения смещений $E_с$ и $E_г$. В этом случае часть электронов с катода пролетает сквозь первую сетку и перехватывается экранирующей сеткой. Другая же часть электронов, пролетевших сквозь экранирующую сетку, встречает тормозящее поле, созданное отрицательно заряженной третьей сеткой, и лишь некоторым из электронов удается пролететь сквозь нее и создать анодный ток. Остальные электроны отталкиваются третьей сеткой обратно и образуют между второй и третьей сетками электронное облако. В зависимости от напряжения на третьей сетке сквозь нее из этого облака попадает к аноду больший или меньший поток электронов, т. е. при более положительном напряжении на гетеродинной сетке анодный ток оказывается больше при той же величине напряжения на сигнальной сетке. Поэтому если на гетеродинную сетку подано переменное напряжение гетеродина, то анодный ток лампы начинает изменяться в соответствии с формой высокочастотного напряжения на этой сетке.

Когда же на сигнальную сетку поступает напряжение сигнала, анодный ток начинает изменяться и под действием этого напряжения.

Следовательно, в составе анодного тока лампы смесителя появятся колебания с частотой гетеродина $f_г$ и частотой сигнала $f_с$, а также колебания с разностной ($f_г—f_с$) частотой. Сигнал разностной частоты будет выделен фильтром промежуточной частоты.

Как и при односеточном преобразовании, коэффициент передачи $K_{пр}=U_п/U_с=S_{пр}R_{рез}>1$.

Для двухсеточного преобразования в диапазонах длинных, средних и коротких волн обычно применяют специальные частотопреобразовательные лампы. Одной из таких ламп является 6И1П. Это комбинированная лампа, состоящая из лампы-смесителя и лам-

пы-гетеродина (рис 12) Такая комбинированная лампа называется триод-гептод.

Правая часть лампы (гетеродин) работает по схеме самовозбуждающегося генератора с контуром в цепи сетки и индуктивной обратной связью. Такой генератор описан во многих книгах по радиотехнике, поэтому не будем останавливаться на его работе; по схеме этот гетеродин не отличается от гетеродина на отдельной лам-

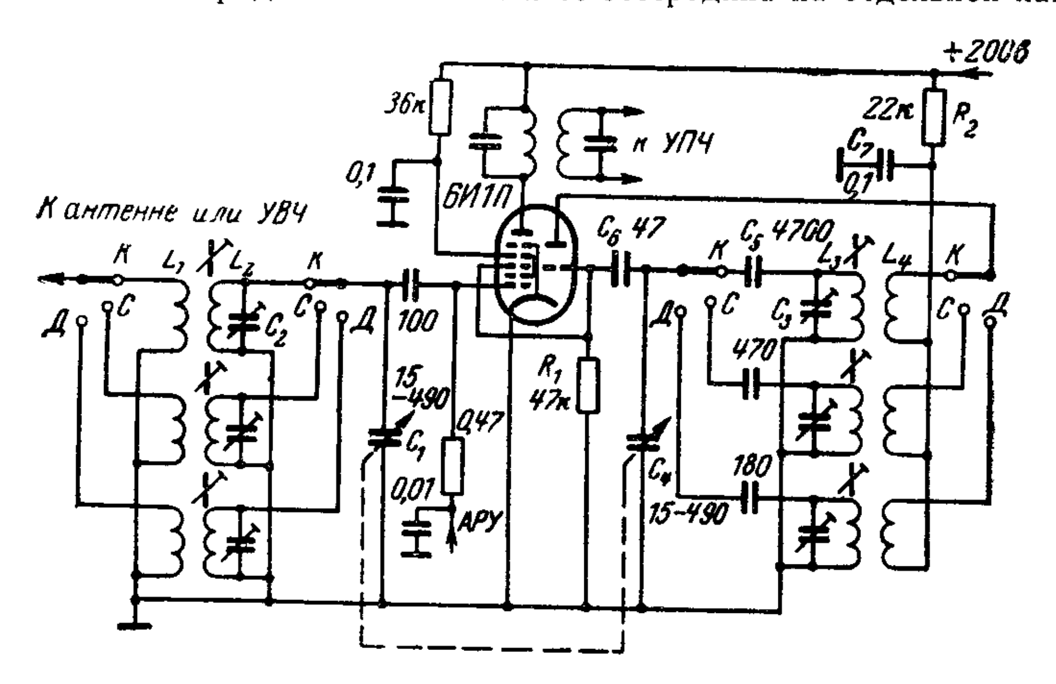


Рис. 12. Полная схема преобразователя частоты на комбинированной лампе 6И1П.

пе, показанного на рис. 10. Заметим, что для работы на УКВ также сконструированы специальные комбинированные частотопреобразовательные лампы, представляющие собой комбинацию триода, работающего в схеме гетеродина, и пентода-смесителя (например, лампа 6Ф1П).

Но вернемся к схеме на рис. 12. В гептодной части напряжение от гетеродина подводится к третьей сетке. Отрицательное напряжение смещения, которое автоматически создается при работе гетеродина на его сетке, воздействует на третью сетку гептодной части совместно с переменным напряжением В случае увеличения амплитуды колебаний гетеродина возрастает и отрицательное смещение, благодаря чему приблизительно поддерживается постоянство крутизны преобразования.

Напряжение сигнала воздействует в этой схеме на первую сетку гептода. Вторая и четвертая сетки гептодной части являются экранирующими, а пятая — защитной. Крутизна преобразования этой лампы при правильно выбранном режиме может составлять 0,5—1 *ма/в*.

Однако не всегда двухсеточное преобразование выполняется на лампе типа триод-гептод. Для такого преобразования можно использовать один гептод, совмещающий функции смесителя и гетеродина (рис. 13). Такими являются лампы 1А1П, 1А2П, 6А2П, 6А10С, 6А7. В них в качестве сетки гетеродина используют первую сетку лампы. Роль анода гетеродина совместно выполняют анод лампы и две ее

экранирующие сетки. Обратная связь, необходимая для возникновения колебаний в схеме гетеродина, осуществляется с помощью катодного тока, проходящего через нижнюю часть витков катушки L_3. Такая схема гетеродина называется индуктивной трехточечной схемой с общим анодом, так как для переменного тока гетеродина не только конденсатор $C_э$ в цепи экранирующих сеток, но и конденсатор контура промежуточной частоты в цепи анода представляет практически короткое замыкание, т. е. анод лампы по переменному

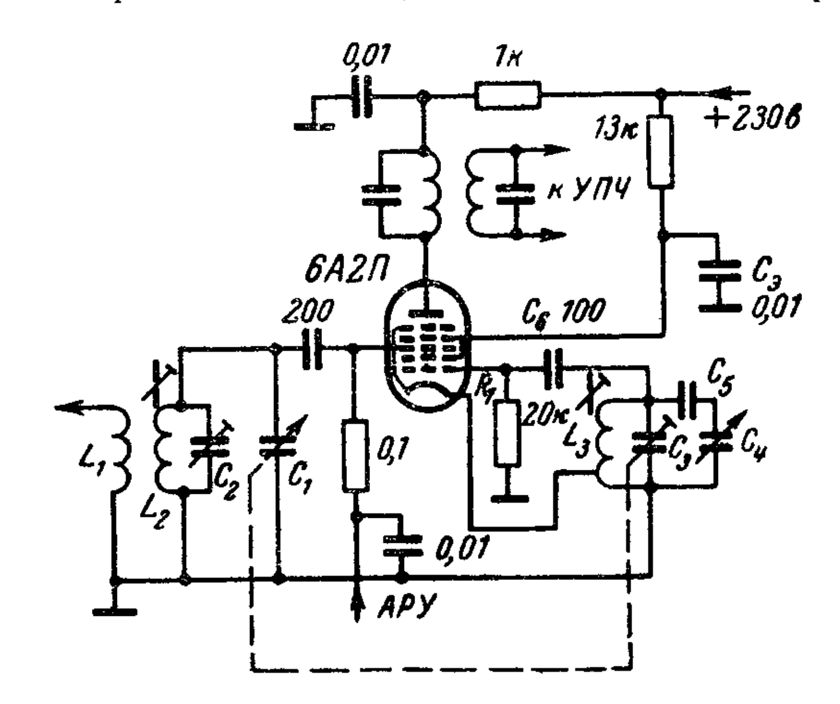


Рис. 13. Полная схема преобразователя частоты на лампе триод-гептод 6А2П.

току гетеродина заземлен. Напряжение сигнала воздействует на третью сетку, тогда как вторая сетка служит экраном между первой и третьей сетками. Она уменьшает емкость между ними и тем самым «развязывает» контур гетеродина от контура сигнала.

Между второй и третьей сетками образуется облачко электронов, если на третьей сетке имеется отрицательное смещение или нулевой потенциал. В этих условиях переменное напряжение сигнала на третьей сетке и напряжение гетеродина на первой сетке управляют анодным током, создавая условия для двухсеточного преобразования частоты.

Чтобы повысить усилительные свойства лампы, введена четвертая сетка, которая представляет собой обычный экранирующий электрод для верхней (усилительной) части лампы. Но чтобы лампа по своим усилительным свойствам была подобна пентоду, необходима и пятая — защитная — сетка, соединенная с катодом

Транзисторные преобразователи аналогичны триодным ламповым преобразователям частоты. Они могут работать только по принципу односеточного преобразования: в цепи база — эмиттер действуют колебания сигнала и гетеродина, а колебания промежуточной частоты выделяются в фильтре, включенном в цепь коллектора.

На рис. 14 приведена схема транзисторного преобразователя с гетеродином на отдельном транзисторе. Во многом эта схема анало-

гична схеме, показанной на рис 10, но она имеет свои «транзисторные» особенности.

Контур L_2C_1 настроен на частоту принимаемого сигнала, причем связь его с базой транзистора неполная, т. е. в цепи базы включена только часть витков катушки индуктивности. Зачем это сделано?

Ламповый односеточный преобразователь работает без тока в цепи управляющей сетки. Иначе говоря, такой смеситель обладает очень большим входным сопротивлением и практически не шунтирует входной контур (не снижает его добротности). Транзисторный же

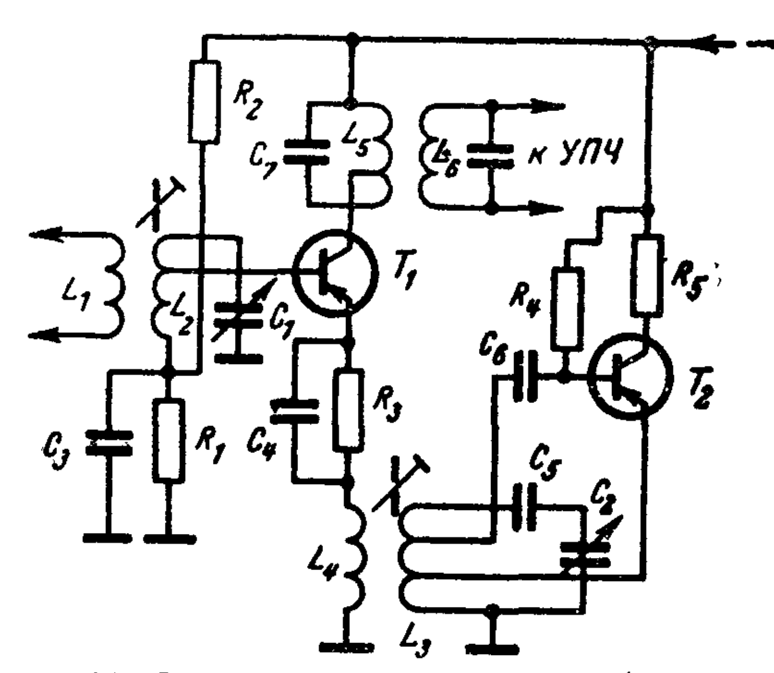


Рис. 14. Схема транзисторного преобразователя с гетеродином на отдельном транзисторе.

смеситель работает при наличии тока во входной цепи, в данном случае — в цепи базы. Поэтому его входное сопротивление невелико и заметно шунтирует входной контур, снижая его добротность. Именно поэтому применяют неполное включение контура во входную цепь — в этом случае шунтируется лишь часть витков катушки и добротность контура уменьшается не столь значительно.

Назначение остальных элементов схемы следующее. Цепь из резисторов R_1 и R_2 определяет начальное напряжение смещения на базе относительно эмиттера. Напряжение с частотой гетеродина наводится в катушке L_4, индуктивно связанной с контуром гетеродина и включенной в цепь эмиттера смесителя. В ту же цепь включен резистор R_3 для температурной стабилизации режима смесителя. В цепь коллектора включен контур промежуточной частоты C_7L_5; коллектор подключен к части витков катушки L_5, с тем чтобы согласовать выходное сопротивление транзистора с резонансным сопротивлением контура. Катушка L_6 связывает контур промежуточной частоты со следующим каскадом.

В схеме гетеродина применен отдельный транзистор T_2, к которому подключен колебательный контур L_3C_2. Гетеродин работает по схеме с общим эмиттером; резистор R_5 в цепи коллектора препятствует возникновению паразитных колебаний и предохраняет транзистор от повреждения при случайных импульсах тока в цепи базы. Резистор R_4 устанавливает режим питания базы, а конденсатор C_6 служит разделительным — отделяет базу от «земли» по постоянному току. Наконец, конденсатор C_5 включается для сопряжения контуров сигнала и гетеродина в двух точках диапазона (вопросы сопряжения контуров мы рассмотрим несколько позже).

Транзисторный преобразователь частоты может быть собран и на одном транзисторе (рис. 15). Однако надо сказать, что такой

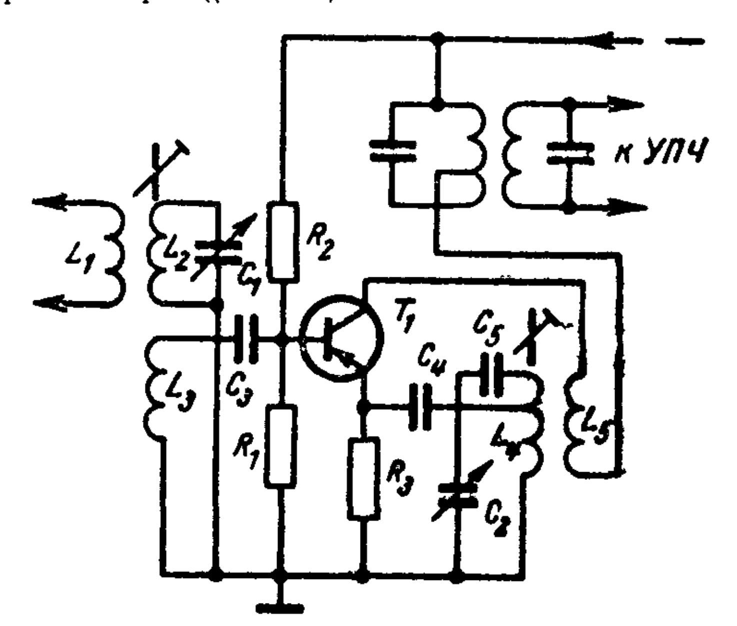


Рис. 15. Схема преобразователя на одном транзисторе.

преобразователь значительно сложнее в налаживании. Но все же когда нежелательно увеличивать количество транзисторов в приемнике, применяют такой преобразователь.

Рассмотрим эту схему. Собственно, рассказывать придется только о гетеродине, потому что хотя схема смесителя несколько отличается от смесителя на рис. 14, это отличие не является принципиальным. Например, база транзистора подключена к контуру сигнала L_2C_1 посредством индуктивной связи. Но можно транзистор подключить к контуру так же, как это показано на рис. 14.

Контур гетеродина L_4C_2 (с конденсатором сопряжения C_5) включен в цепь эмиттера неполностью, чтобы меньше шунтировать катушку индуктивности. Обратная связь цепи коллектора с контуром индуктивная — через катушку L_5.

ЗАЧЕМ НУЖЕН ВХОДНОЙ КОНТУР?

Надо учесть, что супергетеродинный приемник должен иметь избирательность не только по соседнему каналу (т. е. на частотах, соседних с той частотой, на которой работает принимаемая радиостанция), но и по «зеркальному» каналу. Разберемся, о каком «зеркальном» канале идет речь.

Однако прежде всего выясним, что такое чувствительность и избирательность. Чувствительность — способность принимать слабые сигналы радиостанций. Чувствительность приемника принято опре-

делять величиной напряжения (в микровольтах) высокочастотного сигнала на входе приемника при 30%-ной модуляции, когда на выходе приемника развивается нормальная электрическая мощность[1]. Очевидно, что чем выше чувствительность приемника, т. е. чем меньше напряжение на входе приемника, необходимое для получения на его выходе нормальной мощности низкочастотного сигнала, тем лучше его способность принимать слабые сигналы.

Чувствительность лучших радиовещательных приемников с внешней антенной достигает 50 *мкв* на ДВ, СВ и КВ диапазонах. Переносные транзисторные приемники обычно имеют чувствительность 100—300 *мкв*, а при приеме на внутреннюю магнитную антенну в диапазоне длинных и средних волн 1—3 *мв/м*.

Когда речь идет о высокочувствительных приемниках, надо иметь в виду следующее. Приемник может принимать лишь те слабые сигналы, которые превышают его собственные внутренние шумы, вызванные хаотическим движением электронов в лампах, транзисторах, резисторах и других электрических цепях. Иначе говоря, сигналы принимаемой радиостанции на входе приемника должны быть достаточными, чтобы быть слышными на фоне шумов приемника. Поэтому имеют в виду такую величину сигнала на входе приемника, которая превышает уровень шумов по крайней мере в 10 раз, т. е. на 20 *дб* *.

Избирательность — способность приемника отделять сигналы принимаемой радиостанции от сигналов радиостанций, работающих на других частотах. По международному соглашению радиостанции должны отстоять одна от другой по частоте не менее чем на 10 *кгц*. Поэтому избирательность приемника характеризует его способность подавлять сигналы, отстоящие на ±10 *кгц* от частоты, на которую он настроен. У радиовещательных приемников высшего класса избирательность по соседнему каналу должна быть около 60 *дб*. Это означает, что на частотах, отстоящих от частоты настройки на ±10 *кгц*, чувствительность приемника падает в 1 000 раз по сравнению с чувствительностью на частоте настройки. Как видите, избирательность приемника можно характеризовать его чувствительностью на частоте соседнего канала.

Приемники могут иметь и меньшую избирательность по соседнему каналу, но не хуже 16—20 *дб*, т. е. ослабление сигналов соседних радиостанций должно быть не менее чем в 6—10 раз, иначе в громкоговорителе будут слышны одновременно несколько радиостанций почти с одинаковой громкостью.

Вот теперь займемся избирательностью супергетеродина по зеркальному каналу. Какой это канал и почему он называется зеркальным?

Представьте, что у супергетеродинного приемника антенна подключена непосредственно к смесителю, т. е. между антенной и смесителем нет высокочастотных колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала. Предположим далее, что нам надо принять радиостанцию, работающую на частоте f_{c1}, например 4 *Мгц*. Для этого мы настраиваем гетеродин приемника на частоту $f_г=f_{c1}+f_п=4+0{,}465=4{,}465$ *Мгц* (при условии, что промежуточная частота нашего приемника 465 *кгц* или 0,465 *Мгц*). Радиостанция принята; казалось бы, все в порядке. Но в громкоговорителе слышны с одинаковой громкостью две радиостанции: одна — «наша», на которую мы и хотели настроиться, а другая — «чужая». Откуда она взялась? Может быть она расположена очень близко по частоте к «нашей» радиостанции и образовала с колебаниями гетеродина биения, близкие к колебаниям промежуточной частоты, и поэтому они тоже прошли через фильтры промежуточной частоты? Нет, рядом с нашей станцией нет этой «чужой» радиостанции. В чем дело, откуда она взялась?

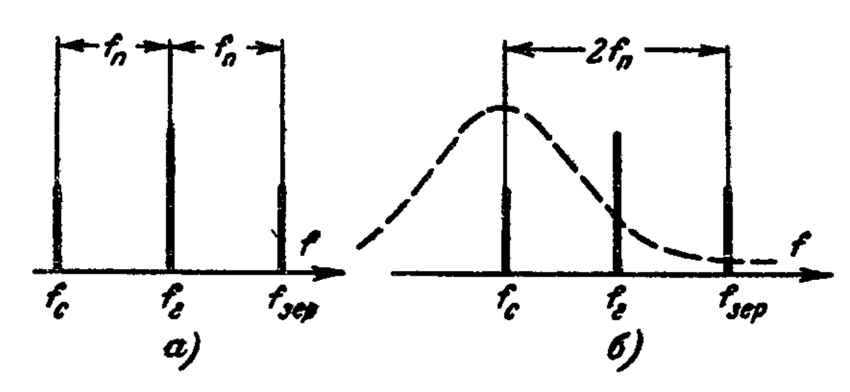


Рис. 16. К пояснению возникновения в супергетеродине зеркального канала и способа повышения избирательности по этому каналу.

Давайте подумаем. Вообразите, что одновременно с «нашей» радиостанцией, частота которой равна 4 *Мгц*, работает какая-то другая станция на частоте 4,930 *Мгц*. Обратите внимание на частоты: «наша» радиостанция работает на частоте 4 *Мгц*, «чужая» — на частоте 4,930 *Мгц*. Разность частот между ними 930 *кгц*, а это составляет удвоенную промежуточную частоту 2×465=930 *кгц*. Вы догадываетесь?

Для приема «нашей» радиостанции мы настроили гетеродин из условия $f_г-f_{c1}=f_п$, т. е. 4,465—4=0,465 *Мгц*. Но ведь в преобразователе может быть получен сигнал промежуточной частоты и по другому соотношению: $f_{c2}-f_г=f_п$. В этом случае частота f_{c2} равна $f_г+f_п=4{,}465+0{,}465=4{,}930$ *Мгц*. А это и есть как раз та частота, на которой работает «чужая» радиостанция. Поэтому становится ясно, почему мы слышим с одинаковой громкостью сразу две радиостанции: ведь обе они создают с колебаниями гетеродина сигналы с одинаковой промежуточной частотой.

На рис. 16, *а* это изображено графически. Частота мешающей радиостанции $f_{зер}$, отстоящая от частоты «нашей» радиостанции f_c на удвоенную частоту $2f_п$, называется частотой симметричного канала супергетеродина, или частотой зеркального канала, в отличие от частоты основного канала, на которой работает «наша» радиостанция.

Как же избавиться от приема «зеркальной» радиостанции, т. е. от «симметричной» помехи?

[1] Нормальная выходная мощность — это 0,1 номинальной электрической мощности на выходе усилителя низкой частоты, а номинальная мощность — это максимальная электрическая мощность, которая подводится к громкоговорителю при допустимых нелинейных искажениях.

* Децибел (*дб*) — логарифмическая единица, принятая для оценки величин отношений напряжений, токов и мощностей: $20\lg\frac{U_2}{U_1}$; $20\lg\frac{I_2}{I_1}$; $10\lg\frac{P_2}{P_1}$.

Для этого на входе преобразователя надо поставить **колебательный** контур и настроить его на частоту «нашей» радиостанции (рис. 16, *б*). Тогда сигнал «зеркальной» радиостанции будет значительно ослаблен и хотя он все же образует с колебаниями гетеродина сигнал промежуточной частоты, но амплитуда его окажется небольшой и «зеркальная» радиостанция будет едва слышна. Чем больше добротность контура, включенного на входе смесителя, т. е. чем у́же его резонансная характеристика, тем значительнее ослабление сигналов по зеркальному каналу.

В хороших приемниках ослабление по этому каналу должно быть значительным; например, радиовещательный приемник первого класса в коротковолновом диапазоне должен обеспечить ослабление по зеркальному каналу в 20 раз. Такой избирательности приемника в отношении зеркального канала можно достигнуть только в том случае, если перед входом преобразователя частоты установить несколько колебательных контуров, например так называемый **входной контур** — в цепи сетки лампы усилителя высокой частоты, другой контур — на входе преобразователя. Иногда и этого бывает недостаточно и приходится устанавливать в приемнике несколько каскадов усиления высокой частоты и включать три-четыре колебательных контура. Естественно, что в коротковолновом диапазоне труднее обеспечить высокую избирательность по зеркальному каналу, чем в средневолновом, а тем более длинноволновом диапазонах, так как полоса пропускания контура тем шире, чем выше его резонансная частота (см. рис. 4). Поэтому если на длинноволновом диапазоне два колебательных контура (входной контур и контур на входе преобразователя) обеспечивают ослабление сигнала «зеркальной» радиостанции в 500—600 раз, то на коротковолновом диапазоне эти два контура ослабляют этот сигнал только в 15—20 раз.

С учетом сказанного можно дать некоторые советы по выбору величины промежуточной частоты. Если стремиться получить от усилителя промежуточной частоты как можно большее усиление (а именно оно в основном определяет возможность приема слабых сигналов супергетеродинным приемником), то значение промежуточной частоты желательно выбрать как можно меньшим. В самом деле, коэффициент усиления каскада усилителя промежуточной частоты приближенно выражается следующей формулой:

$$K = \frac{S}{2} R_{\text{рез}},$$

где S — крутизна характеристики лампы каскада.

Резонансное сопротивление контура $R_{\text{рез}}$ зависит от добротности контура Q и резонансной частоты (в нашем случае — от промежуточной частоты $f_{\text{п}}$):

$$R_{\text{рез}} = \frac{Q}{2\pi f_{\text{п}} C},$$

где C — емкость конденсатора в контуре фильтра промежуточной частоты.

Таким образом, чем ниже частота $f_{\text{п}}$, тем больше $R_{\text{рез}}$ и тем выше коэффициент усиления каскада. Более того, при малой промежуточной частоте меньше сказываются паразитные емкости, поэтому усилитель промежуточной частоты может иметь большее усиление и не самовозбуждаться.

Но не только в усилении дело. Чем ниже промежуточная частота, тем круче идут ветви характеристики фильтра промежуточной частоты и характеристика фильтра по форме ближе к П-образной. А это означает, что приемник будет обладать лучшей избирательностью **по соседнему каналу**, т. е. лучше будет отсеивать сигналы радиостанций, работающих на частотах, близких к частоте принимаемой радиостанции.

С другой стороны, из соображений улучшения избирательности по **зеркальному каналу** промежуточную частоту желательно увеличивать: ведь тогда зеркальный канал отодвинется от основного, ибо чем выше промежуточная частота, тем больше по частоте расстояние $2 f_{\text{п}}$. А чем дальше по частоте отодвинута мешающая радиостанция от резонансной частоты входного контура, тем больше будет ослаблен ее сигнал этим контуром. Поэтому если при $f_{\text{п}} = 465$ *кгц* на коротковолновом диапазоне для ослабления симметричной помехи в 20 раз требуется два колебательных контура, то при более низкой промежуточной частоте для такого же ослабления перед смесителем придется установить большее число контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала, или применить контуры с более высокой добротностью. Иначе говоря, при низком значении промежуточной частоты приходится предъявлять более строгие требования к избирательности входной цепи и усилителя высокой частоты, т. е. иметь большее число высокочастотных контуров, а это сильно усложняет приемник.

Примирение этих противоречивых требований — достаточно сложная задача. В радиовещательных приемниках наиболее распространена промежуточная частота $f_{\text{п}} = 465$ *кгц*. Выбрано такое значение этой частоты вот из каких соображений. Эта частота находится в разрыве радиовещательного диапазона между длинными и средними волнами. В диапазоне частот между 415 и 520 *кгц* по международному соглашению запрещена работа радиовещательных станций, а это немаловажное обстоятельство. Ведь если на промежуточной частоте будет работать какая-нибудь радиостанция, то ее колебания, попав на вход преобразователя, будут усилены трактом промежуточной частоты наряду с сигналами принимаемой радиостанции. Поэтому в хороших приемниках на входе на всякий случай включают специальный фильтр, задерживающий сигналы с частотой, равной промежуточной частоте приемника.

Вторая причина, почему частота 465 *кгц* выбрана в качестве промежуточной, — она не очень «низка» и не слишком «высока». Другими словами, фильтры, настроенные на такую промежуточную частоту, обладают хорошей частотной характеристикой и обеспечивают необходимую избирательность по соседнему каналу. Вместе с тем зеркальный канал отстоит от основного на 930 *кгц* — это довольно значительный интервал по частоте даже при коротковолновом диапазона. Поэтому можно получить нужную избирательность по зеркальному каналу при небольшом числе радиочастотных контуров.

ЧТО ТАКОЕ СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК?

Говорят, сопряжение настроек — это один из самых трудных моментов в налаживании супергатеродинных приемников. Во всяком случае часто «сопряжение» доставляет много хлопот. Каких хлопот? А вот таких: на одном конце диапазона станции слышны хорошо и

на другом хорошо, а в середине диапазона совсем не слышны. Начнешь регулировать приемник, и окажется, что в середине диапазона станции появились, а по краям исчезли. По этому поводу необходим серьезный разговор.

Итак, для защиты приемника от помех по зеркальному каналу перед преобразователем должен быть включен колебательный контур, настроенный на частоту принимаемого сигнала.

Обратите внимание — настроенный. Это означает, что при перестройке приемника с одной частоты на другую надо **не только изменять частоту гетеродина**, чтобы сохранить условие $f_г - f_с = f_п$, но и **перестраивать входной контур** таким образом, чтобы он всегда был настроен на частоту принимаемого сигнала.

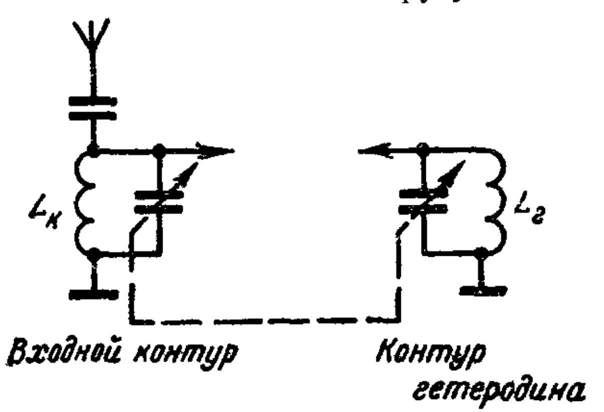


Рис. 17. Чтобы одной ручкой настраивать входные и гетеродинные контуры, конденсаторы настройки надо объединить на одной оси.

На первый взгляд это несложно. Настройку гетеродинного и входного контуров производят изменением емкостей их конденсаторов. Надо лишь объединить эти конденсаторы на одной оси (рис. 17), вывести ее на переднюю панель приемника, насадить ручку — и готово. При вращении ручки настройки одновременно будут перестраиваться и гетеродинный, и входной контуры.

Перестраиваться-то контуры будут, это правда, но как? Нам необходимо, чтобы и входной, и гетеродинный контуры перестраивались так, чтобы разность $f_г - f_{вх} = f_п$ не изменялась. Графически это условие будет выглядеть, как показано на рис. 19, *а*. Но в действительности этого не произойдет.

Вы, наверно, замечали, что на коротковолновом диапазоне настройка значительно «острее», чем на длинноволновом или средневолновом диапазоне: чуть тронешь ручку настройки, и станция пропала. А ведь настройка на всех диапазонах ведется одним и тем же конденсатором настройки, емкость которого изменяется от $C_{мин} = 10$ *пф* до $C_{макс} = 490$ *пф*. Почему же настройка на коротковолновом диапазоне значительно «острее» настройки на длинноволновом?

Дело в том, что на более высокой частоте контур как бы «чувствительнее» к изменениям емкости. Чтобы подтвердить это, давайте проделаем маленький расчет. Как известно, частота настройки контура определяется формулой

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Так как в процессе настройки приемника изменяется только емкость конденсатора от $C_{мин}$ до $C_{макс}$, а индуктивность контура остается неизменной, то можно написать:

$$\frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{\sqrt{C_{макс}}}{\sqrt{C_{мин}}}.$$

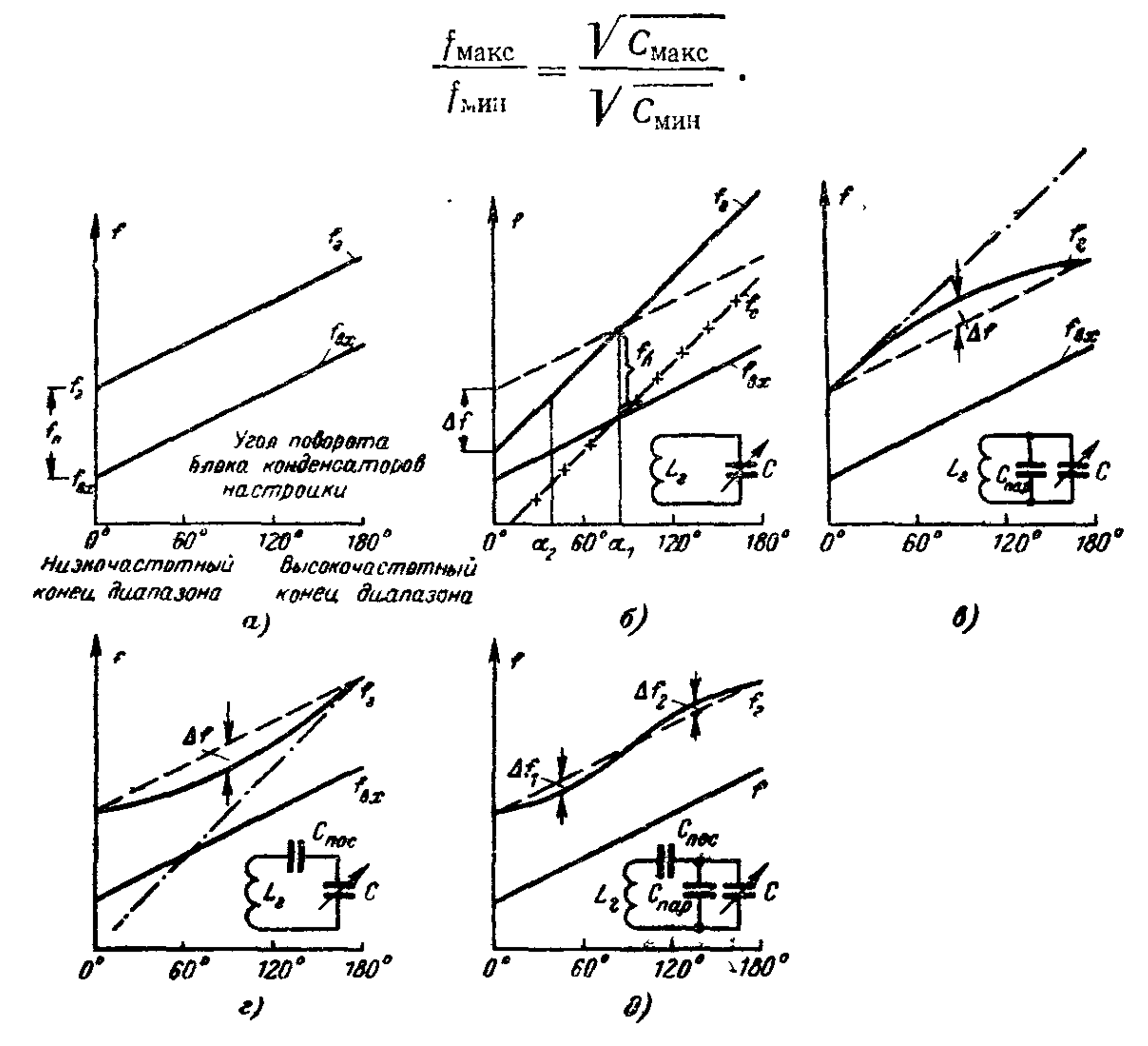


Рис. 18. Принцип сопряжения настроек входного и гетеродинного контуров.

Кстати, отношение $n = f_{макс}/f_{мин}$ носит название перекрытия по частоте. Подставив значения емкостей, получим:

$$\frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{\sqrt{490}}{\sqrt{10}} = \sqrt{49} = 7.$$

Таким образом, перекрытие по частоте равно 7. Поэтому если частота $f_{макс} = 1500$ *кгц* (средневолновый диапазон), то частота

$$f_{мин} = \frac{f_{макс}}{n} = \frac{1\,500}{7} = 214\ кгц.$$

Следовательно, изменение емкости на 480 *пф* на средневолновом диапазоне вызывает изменение настройки контура на 1 286 *кгц*. Если же принять $f'_{макс} = 15\,000$ *кгц* (коротковолновый диапазон), то

при том же изменении емкости на 480 *пф* минимальная частота контура

$$f'_{\text{мин}} = \frac{f'_{\text{макс}}}{n} = \frac{15\,000}{7} = 2\,140 \text{ кгц},$$

т. е. изменение частоты настройки контура составляет уже 12 860 *кгц*. В 10 раз больше.

Теперь вспомните, что частота гетеродинного контура супергетеродинного приемника обычно выше принимаемой частоты. Поэтому по условию $f_г - f_{вх} = f_п$ она почти на 500 *кгц* выше частоты настройки входного высокочастотного контура (ее стандартное значение равно 465 *кгц*). Следовательно, при одном и том же изменении емкости частота настройки гетеродинного контура изменяется более значительно, чем частота настройки входного контура. Поэтому если в середине диапазона соответствующим подбором индуктивности настроить оба контура таким образом, чтобы было выдержано соотношение $f_г - f_{вх} = f_п$, то на низкочастотном конце диапазона (на котором емкость конденсатора настройки максимальна — ведь чем больше емкость контура, тем на более низкую частоту он настроен), частота гетеродина приблизится к частоте настройки входного контура, а на высокочастотном конце (на котором емкость конденсатора настройки минимальна) частота гетеродина, наоборот, отодвинется от частоты настройки входного контура (рис. 18, *б*).

К чему это приведет? Мы уже говорили, что приемник будет принимать без искажений данную радиостанцию, работающую на частоте $f_с$, только в том случае, если частота гетеродина $f_г$ выше частоты радиостанции $f_с$ на промежуточную частоту $f_п$*. Естественно, что это условие должно выполняться в любых точках диапазона. При этом входной контур должен быть настроен точно на частоту радиостанции: $f_{вх} = f_с$. Однако вот этого-то не получается.

Вернемся к рис. 18, *б*. Если бы при перестройке приемника по диапазону частота гетеродинного контура изменялась так, как показано на этом рисунке пунктирной линией, т. е. в точности следовала за изменениями частоты настройки входного контура, то все было бы в порядке: входной контур был бы всегда настроен на частоту принимаемой радистанции ($f_{вх} = f_с$), а гетеродинный — на частоту, которая на $f_п$ выше частоты $f_с$. Но, как мы выяснили, частота гетеродинного контура изменяется иначе, чем изменяется частота настройки входного контура: если на средней частоте диапазона мы настроили контуры таким образом, что выдержано соотношение $f_г - f_{вх} = f_п$ (причем $f_{вх} = f_с$), то на краях диапазона это соотношение нарушается (рис. 18, *б*).

Но что значит: нарушается соотношение? Будет ли при этом приемник принимать сигналы радиостанции, работающей на частоте $f_с$?

Да, будет, если колебания гетеродина образуют с сигналом радиостанции биения промежуточной частоты, т. е. если выдержано соотношение $f_г - f_с = f_п$. Не путайте, пожалуйста, частоту принимаемой радиостанции $f_с$ и частоту настройки входного контура $f_{вх}$.

Соотношение $f_г - f_с = f_п$ — это, так сказать, обязательное условие для приема данной радиостанции, работающей на частоте $f_с$. А вот соотношение $f_г - f_{вх} = f_п$ — это желательное условие, но прием радиостанции, работающей на частоте $f_с$, возможен и в случае несоблюдения этого условия, т. е. когда частота настройки входного контура $f_{вх}$ не равна частоте принимаемой радиостанции $f_с$.

Посмотрите на рис. 18, *б*. При перестройке приемника по диапазону частота гетеродина изменяется по прямой $f_г$. Если на графике для каждого значения частоты гетеродина $f_г$ указать частоты, на которых возможен прием радиостанции, то они расположатся по прямой $f_с$. Как видите, эта прямая пересечет прямую, характеризующую настройку входного контура $f_{вх}$, только в одной точке — на средней частоте диапазона $f_{ср}$ (точка α_1). Только в этой точке диапазона входной контур будет настроен точно на частоту принимаемой радиостанции $f_с$, т. е. соотношения $f_г - f_с = f_п$ и $f_г - f_{вх} = f_п$ будут соблюдены одновременно. Во всех же остальных точках диапазона входной контур окажется расстроенным относительно частоты принимаемой радиостанции.

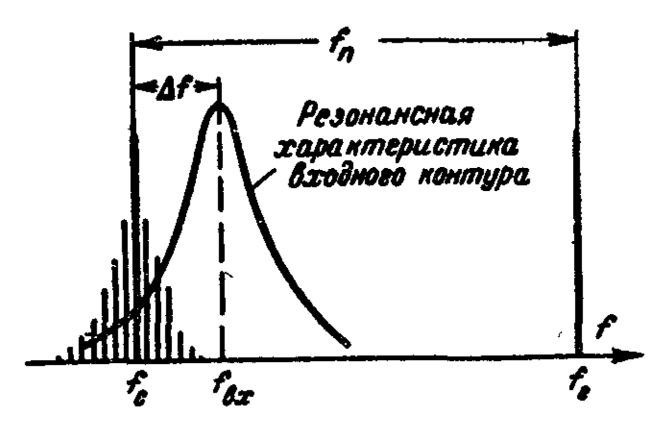


Рис. 19. К пояснению сущности погрешности сопряжения.

При этом произойдет следующее. Рассмотрим для примера низкочастотный конец диапазона, на котором частота настройки входного контура придвинулась к частоте настройки гетеродинного контура и разность между частотами их настроек стала меньше $f_п$ (точка α_2). Так как частота, на которой супергетеродинный приемник может принять радиостанцию, обязательно должна быть на $f_п$ ниже частоты гетеродина, то приемник при данной настройке гетеродина будет принимать радиостанцию на частоте $f_с$ (рис. 19). Но поскольку частота настройки входного контура приблизилась к частоте гетеродина, входной контур окажется расстроенным относительно частоты $f_с$ на величину Δf. Конечно, приемник все равно будет принимать радиостанцию на частоте $f_с$, но ее сигнал, как видно на рис. 19, будет очень ослаблен и искажен входным контуром. Если же расстройка Δf очень велика (что имеет место на краю диапазона), а входной контур обладает высокой добротностью, то он настолько подавит сигнал радиостанции, что прием на частоте $f_с$ будет вообще невозможен. На высокочастотном конце диапазона, на котором частота настройки входного контура отодвигается от частоты гетеродина на величину, бо́льшую $f_п$, картина такая же, но расстройка Δf имеет иной знак.

Как же заставить настройку входного контура в точности следовать за настройкой гетеродинного контура, чтобы разность между частотами их настроек всегда составляла $f_п$?

* Дальше будет показано, что некоторое отклонение разности $f_г - f_с$ от величины $f_п$ все же допустимо (см. стр. 31). Сейчас мы об этом не говорим, чтобы не усложнять рассуждений.

Этот вопрос можно сформулировать и так: как заставить настройку гетеродинного контура следовать за настройкой входного контура, чтобы разность между ними всегда составляла $f_п$? Не правда ли это одно и то же, но технически «привязать» настройку гетеродинного контура к настройке входных контуров легче, хотя бы потому, что гетеродинный контур в приемнике один, а контуров, настраиваемых на частоту сигнала, может быть несколько. Эта «привязка» называется **сопряжением настроек контуров.**

Давайте сделаем так: установим блок конденсаторов настройки в положение максимальной емкости и настроим гетеродинный контур с помощью катушки индуктивности (изменением числа витков катушки или положения сердечника) таким образом, чтобы частота гетеродина была выше частоты настройки входного контура точно на $f_п$. При этом получим точное сопряжение настроек входного и гетеродинного контуров на низкочастотном конце диапазона. Далее начнем поворачивать ручку настройки приемника, уменьшая емкость блока конденсаторов, т. е. будем настраиваться на более высокую частоту диапазона. При этом частота гетеродинного контура будет изменяться более интенсивно (штрих-пунктирная линия на рис. 18, *в*), чем частота входного контура. Как Вы думаете, что надо сделать, чтобы частота гетеродинного контура изменялась не столь интенсивно?

Надо уменьшить интенсивность изменения емкости конденсатора настройки контура гетеродина, а для этого следует подключить параллельно ему конденсатор с небольшой постоянной емкостью $C_{пар}$ (см. рис. 18, *в*) и выбрать индуктивность контура гетеродина $L_г$ такой, чтобы подключение $C_{пар}$ не привело к изменению точной настройки на низкочастотном (длинноволновом) конце диапазона. Тогда по мере уменьшения емкости конденсатора настройки влияние этого параллельного конденсатора начнет сказываться все сильнее и в результате рост частоты гетеродина замедлится. Можно так подобрать емкость конденсатора $C_{пар}$, что на высокочастотном конце диапазона произойдет точное сопряжение. Таким образом, с помощью конденсатора $C_{пар}$ мы получим точное сопряжение уже в двух точках диапазона. Наибольшая погрешность сопряжения в этом случае будет в середине диапазона, но по абсолютной величине она меньше погрешности, как показано на рис. 18, *в*.

Однако можно предложить и другой способ сопряжения в двух точках диапазона: включить в гетеродинный контур последовательный конденсатор $C_{пос}$ (см. рис. 18, *г*). При таком способе сопряжения вначале установим блок конденсаторов настройки в положение минимальной емкости (на высокочастотном конце диапазона) и регулировкой индуктивности настроим контур гетеродина на частоту точного сопряжения. Затем будем вводить пластины конденсаторов блока настройки. Если бы не было конденсатора $C_{пос}$, то изменение частоты гетеродина происходило бы так, как показано штрих-пунктирной линией на рис. 18, *г*. Но наличие конденсатора $C_{пос}$ уменьшает общую емкость контура гетеродина. Поэтому по мере увеличения емкости конденсатора настройки C влияние конденсатора $C_{пос}$ начнет сказываться все значительнее и частота гетеродина не будет уменьшаться так интенсивно, как без этого конденсатора. Можно так подобрать величину емкости конденсатора $C_{пос}$, что на низкочастотном конце диапазона произойдет точное сопряжение настроек гетеродинного и входного контуров. Обратим внимание на то, что знак погрешности сопряжения Δf при этом иной, нежели при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$, т. е. при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$ фактическая промежуточная частота превышает номинальное значение $f_п$, а при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пос}$, наоборот, меньше номинального значения $f_п$.

Значительно лучшие результаты можно получить, объединив оба способа сопряжения, включив в гетеродинный контур оба конденсатора: $C_{пар}$ и $C_{пос}$. В этом случае можно получить сопряжение в трех точках диапазона: в середине с помощью соответствующего выбора индуктивности $L_г$ (подбор ее производят при среднем положении конденсатора настройки C, когда приемник настроен на среднюю частоту диапазона), на низкочастотном конце диапазона с помощью конденсатора $C_{пос}$ и на высокочастотном конце с помощью конденсатора $C_{пар}$ (см. рис. 18, *д*). Кривая сопряжения при этом имеет S-образную форму с максимумами погрешности сопряжения Δf_1 и Δf_2 по обе стороны от средней точки точного сопряжения. Абсолютные же значения погрешности сопряжения Δf в этом случае еще меньше, чем при сопряжении в двух точках.

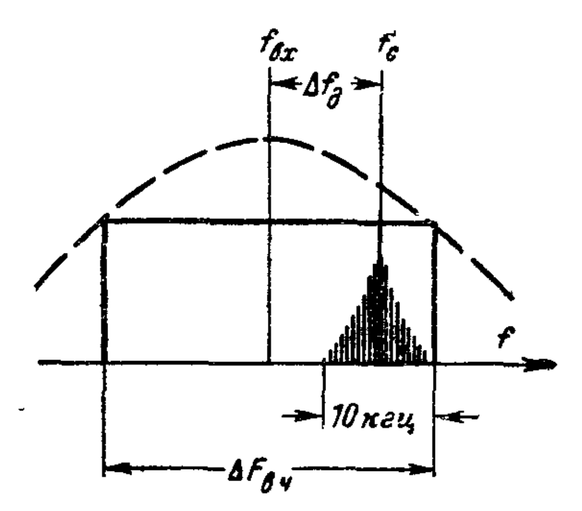


Рис. 20. О выборе допустимой величины погрешности сопряжения.

Кстати, а какая максимальная погрешность сопряжения допустима в супергетеродинном приемнике? Имейте в виду, это серьезный вопрос и в нем надо хорошо разобраться.

Итак, можно сказать, что погрешность сопряжения — это отклонение частоты настройки входного контура $f_{вх}$ от частоты принимаемой радиостанции f_c. На первый взгляд кажется, что вообще нельзя допускать никакой погрешности сопряжения и входной контур всегда (в любой точке диапазона) должен быть настроен на частоту сигнала принимаемой радиостанции. Однако это не так. Ведь входной контур имеет определенную полосу пропускания, причем она зависит как от добротности контура, так и от частоты на которой он работает. Например, на коротковолновом диапазоне и при невысокой добротности входного контура его полоса пропускания составляет около 100 *кгц*. Естественно, что расстройка Δf резонансной частоты входного контура относительно частоты принимаемой радиостанции f_c будет сказываться только в том случае, если частота f_c выйдет за пределы полосы пропускания входного контура, т. е. когда Δf больше половины полосы пропускания $\Delta F_{в\,ч}$ входного контура.

Однако вспомните, что для неискаженного звучания радиопередачи приемник должен равномерно усиливать весь спектр частот, передаваемых радиостанцией. Ширина этого спектра радиовещательной станции равна 10 *кгц*. Посмотрите теперь на рис. 20: на нем изображена частотная характеристика входного контура, показанная в пределах полосы пропускания $\Delta F_{в.ч}$ на уровне 0,7. Естественно, что если спектр боковых частот радиостанции не выйдет за пределы полосы пропускания входного контура $\Delta F_{в.ч}$, то вреда от расстройки резонансной частоты входного контура относительно частоты

f_c не будет. Очевидно, что допустимая (предельная) расстройка $\Delta f_д$ не должна превышать величины, показанной на рис. 20, т. е.

$$\Delta f_д = \frac{\Delta F_{в.ч}}{2} - \frac{10}{2},\ кгц.$$

Но надо заметить, что полоса пропускания входного контура при перестройке приемника по диапазону не остается одинаковой, так как она зависит от частоты. На уровне 0,7 полоса пропускания контура выражается формулой

$$\Delta F_{в.ч} = П = \frac{f_{рез}}{Q}.$$

При перестройке приемника по диапазону резонансная частота контура $f_{рез}$ изменяется в n раз (n — перекрытие по частоте). А вот добротность контура Q почти не изменяется. Поэтому, как можно заключить из формулы, полоса пропускания контура на высокочастотном конце диапазона примерно в n раз шире, чем на низкочастотном. Подсчитанная полоса пропускания высокочастотных контуров на различных участках длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов (при определенных добротностях контуров) и соответствующая этой полосе допустимая погрешность сопряжения $\Delta f_д$ приведены в табл. 1. Из этой таблицы видно, что допустимая погрешность изменяется по диапазону значительнее, чем полоса пропускания входных контуров: полоса пропускания на всех диапазонах изменяется в 3 раза, а допустимая погрешность сопряжения на длинноволновом диапазоне изменяется в 8, на средневолновом в 5 и на коротковолновом в 4 раза. Из этого можно сделать вывод, что не обязательно добиваться одинаковой малой погрешности сопряжения на различных участках диапазона. Например, на высокочастотном конце диапазона, где полоса пропускания входных контуров шире, можно допустить бо́льшую погрешность сопряжения, но зато надо уменьшить погрешность сопряжения на низкочастотном конце, где полоса пропускания входных контуров у́же.

Таблица 1

Диапазон	Участок диапазона	Добротность катушки Q	Фактическая полоса пропускания фильтра $\Delta F_{в.ч}$, кгц	Допустимая погрешность сопряжения $\Delta f_д$, кгц
ДВ	ВЧ конец	12	42	16
	Середина		28	9
	НЧ конец		14	2
СВ	ВЧ конец	25	60	25
	Середина		40	15
	НЧ конец		20	5
КВ	ВЧ конец	100	120	55
	Середина		80	35
	НЧ конец		40	15

Но разве есть какая-либо зависимость между погрешностями на высокочастотном и низкочастотном концах диапазона?

Да, есть. Посмотрите на рис. 21. По существу это рис. 18, *д*, но по вертикальной оси отложена разность частот настроек гетеродинного и входного контуров $f_г—f_{вх}$. Поэтому промежуточная частота $f_п$ выразится на этом графике прямой линией. Кривая *3* соответствует тому случаю сопряжения, о котором мы говорили выше: крайние точки точного сопряжения совпадают с концами диапазона, а средняя точка — со средней частотой диапазона $f_{ср}$. Теперь следите внимательно.

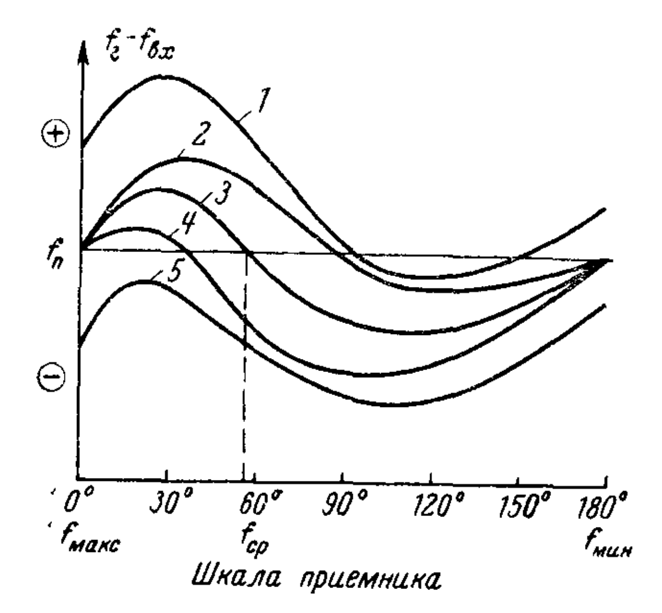


Рис. 21. При изменении частот точного сопряжения изменяется величина погрешности сопряжения.

Если уменьшить индуктивность гетеродинного контура, то кривая сопряжения поднимется и перейдет — в кривую *1*. Погрешность сопряжения на концах диапазона станет положительной. Чтобы опустить концы кривой и добиться точного сопряжения на концах диапазона, надо увеличить емкости обоих конденсаторов (кривая *2*). И, наоборот, при увеличении индуктивности гетеродинного контура кривая *3* перейдет в кривую *5*, а затем при уменьшении сопрягающих емкостей — в кривую *4*. Крайние частоты у гетеродинного контура (кривые *2* и *4*) равны, следовательно, одинаковы и перекрытия по частоте. Но индуктивности гетеродинного контура и емкости сопрягающих конденсаторов различны, т. е. при сопряжении с помощью двух сопрягающих конденсаторов одно и то же перекрытие по частоте может быть получено при различных значениях емкостей сопрягающих конденсаторов; при этом чем больше индуктивность гетеродинного контура, тем меньше емкости сопрягающих конденсаторов, и, наоборот, чем меньше индуктивность, чем больше емкости сопрягающих конденсаторов.

При уменьшении индуктивности гетеродинного контура точка точного сопряжения в середине диапазона перемещается к низкочастотному концу. Погрешность сопряжения в этой части диапазона уменьшается, а в высокочастотной части диапазона увеличивается. При увеличении индуктивности, наоборот, точка точного сопряжения в

середине диапазона перемещается к высокочастотному концу. Погрешность сопряжения в этой части диапазона уменьшается, а в низкочастотной части увеличивается (кривые *5* и *4*).

Наименьшая погрешность при сопряжении в трех точках (на концах диапазона и в его середине) получается в том случае, когда она в обеих частях диапазона одинакова т. е при точном сопряжении на средней частоте диапазона, рассчитанной по формуле

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_{\text{мин}} + f_{\text{макс}}}{2}.$$

Теперь интересно сообщить следующее: погрешность сопряжения на коротковолновом диапазоне при выбранных частотах точного сопряжения $f_{\text{мин}}$, $f_{\text{ср}}$ и $f_{\text{макс}}$ будет составлять $\Delta f = 26$ *кгц*. На низкочастотном конце диапазона это превосходит допустимую погрешность $\Delta f_{\text{д}}$ (табл. 1). На длинноволновом и средневолновом диапазонах погрешность сопряжения несколько меньше, но все же значительно превосходит допустимую величину $\Delta f_{\text{д}}$.

Если увеличивать емкость конденсатора $C_{\text{пар}}$ и одновремено уменьшать емкость конденсатора $C_{\text{пос}}$, то можно значительно уменьшить погрешность сопряжения в каждой части диапазона. Тогда точное сопряжение будет уже не на концах диапазона, а на некоторых частотах $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$ внутри диапазона. Погрешность сопряжения на концах диапазона при этом увеличится, но зато уменьшится общая погрешность по диапазону. Приближая частоту точного сопряжения $f_{\text{в}}$ или $f_{\text{н}}$ к соответствующему концу диапазона, можно уменьшить погрешность на конце диапазона, но погрешность внутри диапазона при этом увеличится, и наоборот. При равенстве погрешностей сопряжения на концах и внутри диапазона общая погрешность сопряжения получится минимальной, причем это происходит при точном сопряжении на следующих частотах:

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{в}} &= f_{\text{ср}} + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}); \\ f_{\text{ср}} &= \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}}{2}; \\ f_{\text{н}} &= f_{\text{ср}} - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}). \end{aligned}\right\} \quad (\text{Б})$$

Условимся, что сопряжение, при котором точки точного сопряжения на краях диапазона совпадают с минимальной и максимальной частотами диапазона, будем называть сопряжением типа А. Другое сопряжение, о котором было только что рассказано, назовем сопряжением типа Б. Погрешности при этом сопряжении уже почти укладываются в допустимые пределы: на коротковолновом диапазоне 12—15 *кгц*, на средневолновом 6—8 *кгц* и на длинноволновом 3—4 *кгц*.

Но все же на низкочастотных концах диапазонов сопряжение по типу Б не обеспечивает достаточно малой погрешности Δf. Например, по данным табл. 1 на низкочастотном конце диапазона погрешность сопряжения не должна превышать 2 *кгц*, а погрешность, при сопряжении по типу Б достигает 4 *кгц*. Конечно, расхождение невелико, причем надо учитывать, что данные по Δf и $\Delta f_{\text{д}}$ приблизительные, но все же они показывают, что погрешность «на пределе». Однако вспомним, что сопряжения по типу А и Б давали одинаковую максимальную погрешность по диапазону. А это вовсе не нужно, поскольку полоса пропускания входного контура на высокочастотном конце диапазона почти в 3 раза шире, чем на низкочастотном. Поэтому вернемся к сопряжению по типу А (рис. 21, кривая *3*), но передвинем точку точного сопряжения в середине диапазона ближе к низкочастотному концу диапазона. При этом погрешность сопряжения в низкочастотной части диапазона уменьшится, т. е. произойдет как раз то, что надо. Правда, погрешность сопряжения в высокочастотной части увеличится, но это вполне допустимо. Надо только так подобрать частоту точного сопряжения в середине $f_{\text{ср}}$, чтобы погрешности на концах диапазонов не превосходили допустимых. Для этого должны быть выбраны следующие частоты точного сопряжения:

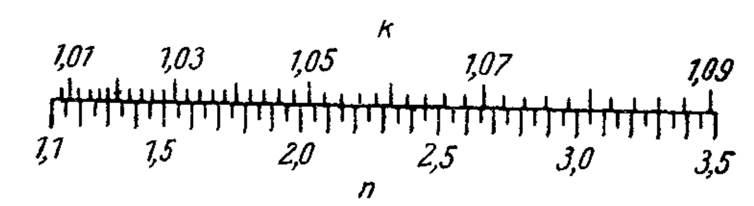


Рис. 22. Номограмма для определения вспомогательного коэффициента k по коэффициенту перекрытия диапазона n.

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{в}} &= f_{\text{макс}}; \\ f_{\text{ср}} &= \sqrt{f_{\text{макс}} f_{\text{мин}}}; \\ f_{\text{н}} &= f_{\text{мин}}. \end{aligned}\right\} \quad (\text{В})$$

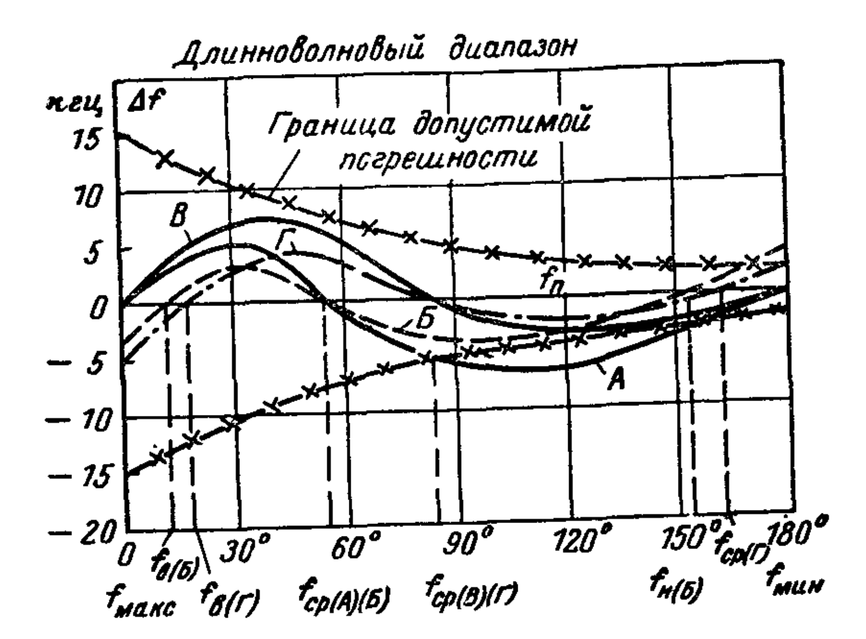
Назовем это сопряжением по типу В.

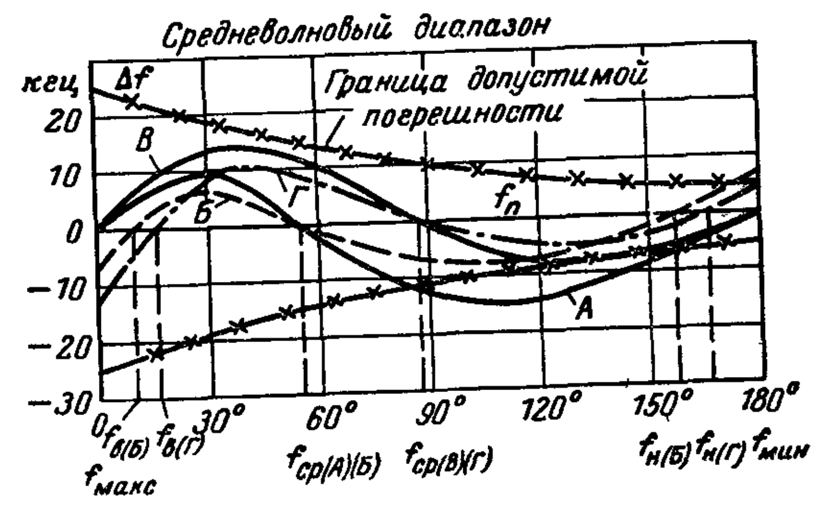
Но и это сопряжение можно улучшить, если, не изменяя частоты точного сопряжения в середине диапазона, осуществить точное сопряжение не на концах диапазона, а на частотах $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$, отстоящих на некотором расстоянии от концов диапазона:

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{в}} &= \frac{f_{\text{макс}}}{k}; \\ f_{\text{ср}} &= \sqrt{f_{\text{макс}} f_{\text{мин}}}; \\ f_{\text{н}} &= k f_{\text{мин}}, \end{aligned}\right\} \quad (\text{Г})$$

где k — коэффициент, зависящий от перекрытия по частоте и определяемый по номограмме, приведенной на рис. 22 (n — коэффициент перекрытия диапазона по частоте).

Частота $f_{\text{в}}$ при этом сопряжении, называемом сопряжением по типу Г, выбрана такой, чтобы погрешность между точками $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{ср}}$ была несколько меньше погрешности на высокочастотном конце диа-





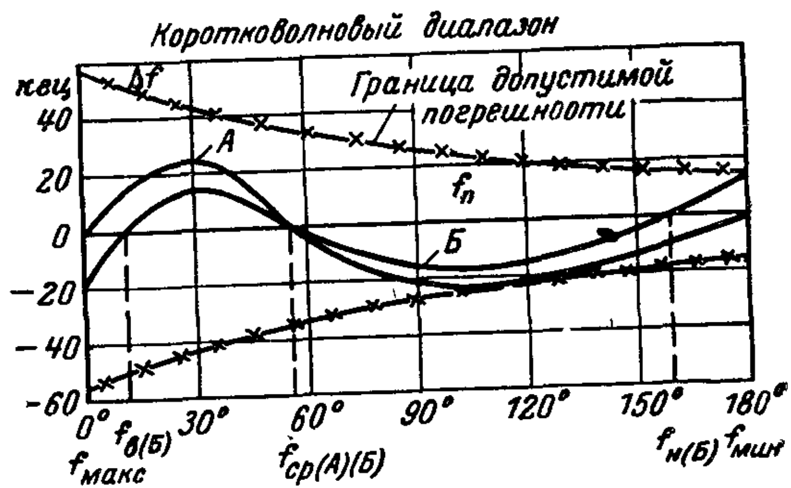


Рис. 23. Кривые сопряжения для различных типов сопряжения.

пазона. Частота же $f_н$, наоборот, выбрана такой, чтобы погрешность между точками $f_н$ и $f_{ср}$ была больше погрешности на низкочастотном конце диапазона

На рис. 23 сведены вместе графики для всех четырех типов сопряжений. По вертикальной оси отложена погрешность сопряжения Δf. Кроме кривых сопряжения, на графиках приведены границы допустимой погрешности сопряжения для стандартных радиовещательных диапазонов длинноволновый диапазон 150—415 *кгц*, средневолновый 520—1 600 *кгц*, коротковолновый 3,95—12,1 *Мгц* Для этих диапазонов в табл. 2 указаны частоты точного сопряжения при различных типах сопряжений

До сих пор о сопряжении говорилось, так сказать, теоретически. Теперь определим, сопряжение какого типа выгоднее всего применять. Как видно из графиков на рис. 23, на длинноволновом и средневолновом диапазонах могут применяться только сопряжения типов Б, В и Г, причем выбор того или иного типа сопряжения определяется характером изменения полосы пропускания входных контуров. Например, если полоса пропускания расширяется к высокочастотному концу диапазона, то в простых конструкциях можно применить сопряжение типа В как наиболее простое. В сложных приемниках с усилителем высокой частоты и несколькими высокочастотными контурами лучше всего применять сопряжение типа Г. Наконец в тех случаях, когда характер изменения полосы пропускания по диапазону неизвестен, лучше всего применить сопряжение типа Б, как обеспечивающее минимальную погрешность, одинаковую по всему диапазону.

Таблица 2

Диапазон	Сопряжение А			Сопряжение Б		
	Частота, *кгц*					
	$f_{н(А)}$	$f_{ср(А)}$	$f_{в(А)}$	$f_{н(Б)}$	$f_{ср(Б)}$	$f_{в(Б)}$
ДВ	150	282	415	167	282	397
СВ	520	1 060	1 600	529	1 060	1 528
КВ	3 950	8 025	12 100	4 065	8 025	11 985

Продолжение табл. 2

Диапазон	Сопряжение В			Сопряжение Г		
	Частота, *кгц*					
	$f_{н(В)}$	$f_{ср(В)}$	$f_{в(В)}$	$f_{н(Г)}$	$f_{ср(Г)}$	$f_{в(Г)}$
ДВ	150	249	415	161	249	386
СВ	520	912	1 600	562	912	1 480
КВ	3 950	6 910	12 100	4 260	6 910	11 220

В транзисторных малогабаритных приемниках для настройки контуров обычно применяют блок конденсаторов с твердым диэлектриком. При настройке контура конденсатором с твердым диэлектриком возможно уменьшение добротности контура в низкочастотной части диапазона из-за увеличения объема диэлектрика между пластинами конденсатора и в результате полоса пропускания такого контура изменяется не так сильно по диапазону. Здесь лучше всего применить сопряжение типа Б.

На коротковолновом диапазоне полоса пропускания входных контуров широка и, следовательно, условия сопряжения гораздо легче. Поэтому на этом диапазоне можно применять даже простое сопряжение типа А. В высококачественных приемниках на коротковолновом диапазоне желательно применять сопряжение типа Б, так как добротность высокочастотных контуров обычно уменьшается к низкочастотному концу даже при настройке контура конденсатором с воздушным диэлектриком. Однако вследствие увеличения емкости контура характер изменения добротности высокочастотных контуров, а следовательно, и полосы пропускания зависит от материала сердечника и каркаса катушки. При плохом качестве сердечника или каркаса добротность контура может снижаться к высокочастотному концу диапазона вследствие возрастания потерь в сердечнике и каркасе, что особенно заметно на частотах выше 15 *Мгц*.

Ранее уже упоминалось, что коротковолновый диапазон очень густо «заселен» радиостанциями. Поэтому настройка на нем затруднена. Это осложняется еще тем обстоятельством, что настройка на коротких волнах очень остра: чуть тронешь ручку, и приемник уже перестроился на другую станцию. Последнее объясняется тем, что колебательный контур тем «чувствительнее» к изменению емкости, чем на более высокой частоте он работает; вспомните, об этом мы уже говорили. Если в длинноволновом диапазоне (на частоте 200 *кгц*) для перестройки гетеродина на 10 *кгц* (т. е. на соседнюю станцию) требуется изменить емкость конденсатора настройки на величину ΔC, равную:

$$\Delta C_{(пф)} = \frac{253\cdot10^5}{L_{(мгн)}\, f^2_{1(кгц)}} - \frac{253\cdot10^5}{L_{(мгн)}\, f^2_{2(кгц)}} =$$

$$= \frac{253\cdot10^5}{2,4\cdot200^2} - \frac{253\cdot10^5}{2,2\cdot210^2} = 288 - 260 = 28\ пф,$$

то в коротковолновом диапазоне (на частоте 10 *Мгц*) для такой же перестройки контура потребуется изменить емкость всего на величину

$$\Delta C'_{(пф)} = \frac{253\cdot10^2}{L_{(мкгн)}\, f^2_{1(Мгц)}} - \frac{253\cdot10^2}{L_{(мкгн)}\, f^2_{2(Мгц)}} =$$

$$= \frac{253\cdot10^2}{1,4\cdot10^2} - \frac{253\cdot10^2}{1,4\cdot10,01^2} = 181 - 180 = 1\ пф.$$

Соответственно если при настройке в длинноволновом диапазоне ось блока конденсаторов настройки придется повернуть, например, на 5°, то при настройке в коротковолновом диапазоне ось блока придется повернуть всего на доли градуса. Вот почему такая острая настройка на коротковолновом диапазоне.

Но это еще не все. Радиовещательные станции распределены по коротковолновому диапазону очень неравномерно. Они работают только на узких участках диапазона: 3,95—4.1 *Мгц* (75,95—73 *м*); 5,95—6,2 *Мгц* (50,5—48,4 *м*); 7,15—7,3 *Мгц* (42—41,2 *м*); 9,5—9,775 *Мгц* (30,6—30,7 *м*); 11,7—11,975 *Мгц* (25,6—25,05 *м*). Поэтому радиовещательному приемнику вовсе нет необходимости перекрывать весь коротковолновый диапазон, а достаточно осуществлять прием только в указанных его участках, «растянув» эти участки на всю шкалу. В этом случае острота настройки значительно уменьшится, так как при повороте оси блока конденсаторов настройки на 180° перекрывается не весь коротковолновый диапазон, а только участок в 200—300 *кгц*.

Такие приемники называют «приемниками с растянутыми КВ диапазонами». Выражение «растянутые диапазоны» не совсем правильно, так как фактически растягивают не диапазоны, а шкалу узкого отрезка диапазона, но название это давно укоренилось, и мы будем им пользоваться. О том, каким способом осуществляют в приемнике столь малое перекрытие по диапазону при повороте оси блока конденсаторов настройки на 180°, я расскажу несколько позднее. Сейчас же рассмотрим сопряжение в приемниках с такими коротковолновыми диапазонами.

Растянутыми называют обычно диапазоны с перекрытием по частоте n не более 1,2. Диапазоны с перекрытием по частоте $n\approx2$ называют полурастянутыми. На таких диапазонах обычно применяют сопряжение в двух точках с помощью одного сопрягающего конденсатора $C_{пар}$. Частоты точного сопряжения на таких диапазонах можно подсчитать по следующим формулам:

$$f_в = f_{макс} - \frac{1}{6}\,(f_{макс} - f_{мин});$$

$$f_н = f_{мин} + \frac{1}{6}\,(f_{макс} - f_{мин}).$$

На растянутых коротковолновых диапазонах можно применять сопряжение только в середине диапазона и обойтись вообще без сопрягающих конденсаторов. Например, погрешность сопряжения на концах диапазона при $n=1,1$ и $f_п=465$ *кгц* составляет около 20 *кгц* и не превосходит допустимой. При еще меньшем перекрытии по частоте входной контур может иметь фиксированную настройку на среднюю частоту растянутого диапазона. В заключение приведу таблицу (табл. 3) с типовыми данными контурных катушек гетеродина для схем с трансформаторной и автотрансформаторной связью.

В этой таблице вы найдете количество витков катушек, намотанных на различных каркасах и с различными сердечниками (рис. 24, 25 и 26). Помните только, что эти катушки рассчитаны на стандартные радиовещательные диапазоны, промежуточную частоту 465 *кгц* и блок конденсаторов настройки с начальной емкостью 17—20 *пф* и конечной 470—510 *пф*.

И, наконец, небольшое «отступление»: мы все время говорим о настройке гетеродина выше частоты принимаемого сигнала, хотя возможна и такая настройка: $f_с - f_г = f_п$, когда частота гетеродина ниже частоты принимаемого сигнала.

Таблица 3

Диапазон и назначение катушки	Индуктивность, мкгн	Число витков	Марка и диаметр провода		Отвод в схеме гетеродина с автотрансформаторной связью
			ПЭЛШО	ПЭВ	
Катушки с карбонильными сердечниками СЦР (рис. 24)					
ДВ, контурная	270	3×60	0,2	0,3	От 20-го витка
СВ, контурная	95	2×45	0,2	0,3	От 15-го витка
КВ, контурная	1,3	12	0,6	0,6	От 4-го витка
ДВ, обратной связи	—	55	0,1	0,15	—
СВ, обратной связи	—	28	0,1	0,15	—
КВ, обратной связи	—	5	0,1	0,15	—
Катушки с броневыми карбонильными сердечниками (рис. 25)					
ДВ, контурная	270	3×35	0,1	0,15	От 20-го витка
СВ, контурная	95	3×20	0,1	0,15	От 8-го витка
ДВ, обратной связи	—	30	0,1	0,15	—
СВ, обратной связи	—	19	0,1	0,15	—
Катушки с ферритовыми сердечниками (рис. 26)					
ДВ, контурная	270	3×65	0,1	0,15	От 12-го витка
СВ, контурная	95	3×50	0,1	0,15	От 10-го витка
КВ, контурная	1,3	13,5	0,44	0,44	От 6-го витка
ДВ, обратной связи	—	40	0,1	0,2	—
СВ, обратной связи	—	30	0,1	0,2	—
КВ, обратной связи	—	12	0,1	0,2	—

Конечно, принципиально такая настройка гетеродина возможна, но она невыгодна и вот почему: при верхней настройке коэффициент перекрытия по частоте гетеродинного контура $K_{г.в}$ значительно меньше, чем при «нижней» настройке. Давайте проделаем простейший расчет, и вы убедитель, что это так.

Коэффициент перекрытия по частоте при «верхней» настройке гетеродина, или, как еще говорят, коэффициент диапазона, выражается формулой

$$K_{г.в} = \frac{f_{макс} + f_{п}}{f_{мин} + f_{п}}.$$

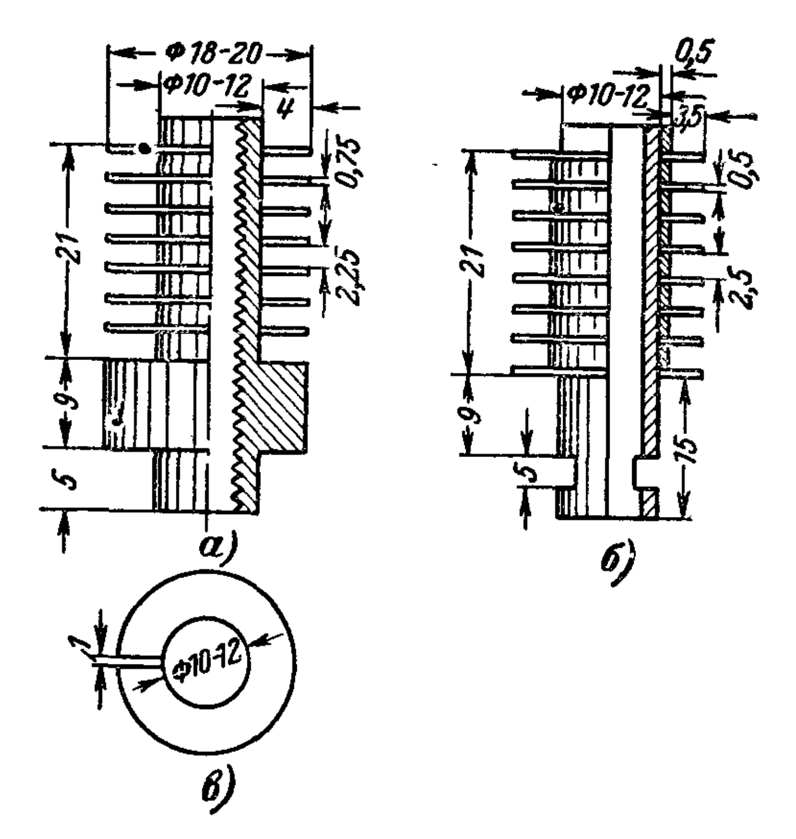


Рис. 24. Каркасы для катушек с карбонильными сердечниками типа СЦР (катушки КВ диапазона наматывают без щечек; контурные катушки наматывают в трех секциях; в верхних секциях наматывают катушки связи).

а — точеный каркас из органического стекла; *б* — картонный клееный каркас; *в* — щечка картонного каркаса.

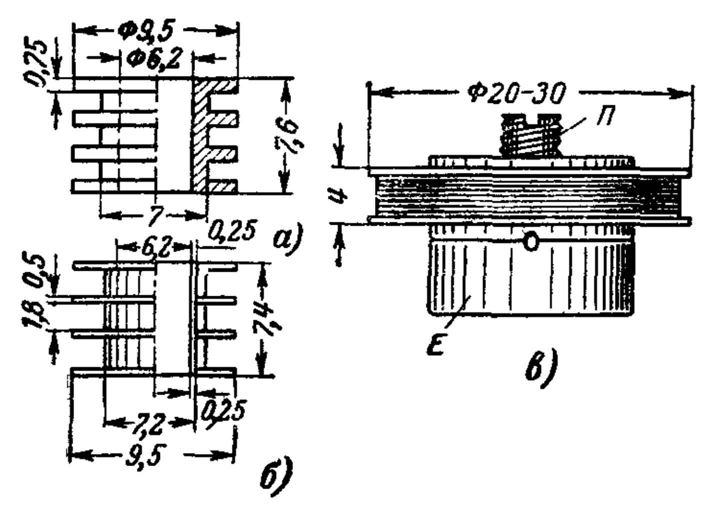


Рис. 25. Каркасы для катушек в броневых сердечниках типа СБ.

а — каркас из полистирола или органического стекла; *б* — каркас из картона или целлулоида; *в* — устройство катушки связи.

О «нижней» настройке гетеродина на длинноволновом диапазоне вообще говорить не будем — она принципиально невозможна, так как промежуточная частота выше частот этого диапазона. Для средневолнового диапазона о «нижней» настройке в принципе можно говорить, но коэффициент диапазона в этом случае окажется столь большим, что его практически нельзя осуществить при настройке гетеродина конденсатором из общего блока[1]:

$$K_{\text{г.н}} = \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{п}}}{f_{\text{мин}} - f_{\text{п}}} = \frac{1\,600 - 465}{520 - 465} \approx 21.$$

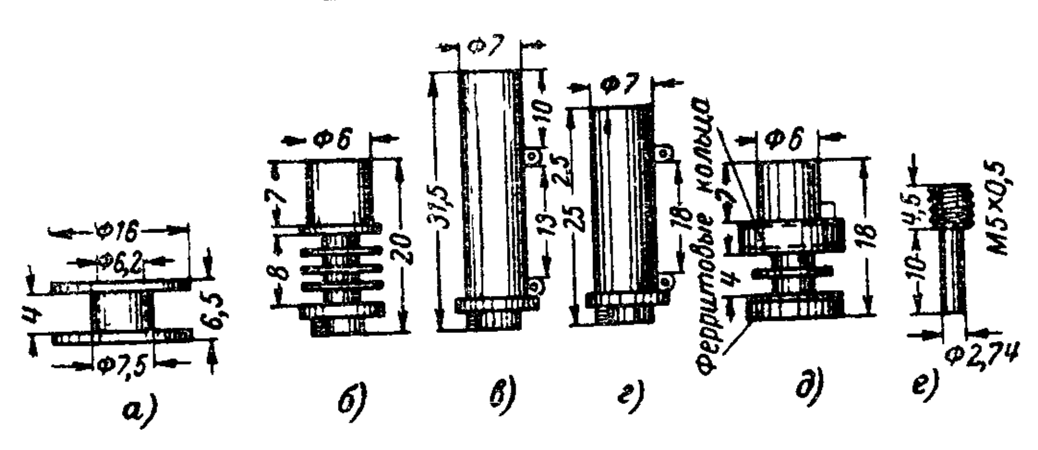


Рис. 26. Катушки с ферритовыми сердечниками.

а — каркас для катушек связи; *б* — каркас для катушек СВ и ДВ диапазонов; *в*, *г* — каркасы для катушек КВ диапазона; *д* — каркас для катушек фильтра промежуточной частоты; *е* — подстроечный сердечник.

В то же время при «верхней» настройке этот коэффициент всего равен

$$\frac{1\,600 + 465}{520 + 465} \approx 2,1.$$

На коротких волнах «нижняя» настройка гетеродина вполне осуществима, но и в этом случае коэффициент диапазона больше, чем при «верхней» настройке:

$$K_{\text{г.н}} = \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{п}}}{f_{\text{мин}} - f_{\text{п}}} = \frac{12\,100 - 465}{3\,950 - 465} \approx 3,34;$$

$$K_{\text{г.в}} = \frac{f_{\text{макс}} + f_{\text{п}}}{f_{\text{мин}} + f_{\text{п}}} = \frac{12\,100 + 465}{3\,950 + 465} \approx 2,85.$$

Разница в коэффициентах на коротковолновом диапазоне, конечно, не столь велика, как на средневолновом, но чем меньше перекрытие по частоте гетеродинного контура, тем лучше. Крутизна преобразования, а следовательно, и амплитуда напряжения промежуточной частоты зависят от амплитуды напряжения гетеродина. Но при большем перекрытии по частоте очень трудно добиться от гетеродина постоянства амплитуды по диапазону. Это приводит

[1] Вспомните, на стр. 27 мы подсчитывали коэффициент перекрытия при стандартном блоке конденсаторов настройки ($C_{\text{мин}} = 10$ *пф*; $C_{\text{макс}} = 490$ *пф*). Он оказался равным 7.

к изменению амплитуды напряжения промежуточной частоты и чувствительности приемника по диапазону.

Но на коротких волнах, особенно если коэффициент диапазона невелик или настройка гетеродина фиксирована (неизменна, т. е. приемник постоянно настроен на одну и ту же частоту), более выгодна «нижняя» настройка гетеродина, так как чем ниже частота, тем проще добиться стабильной работы гетеродина.

О КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Один из наиболее ответственных моментов в конструировании и налаживании радиоприемника — это правильные выбор и настройка его колебательных контуров. И это совсем не простая задача. Вы уже убедились, как важно обеспечить точно сопряжение настроек входного и гетеродинного контуров. Но не менее важно правильно выбрать полосу пропускания входных контуров, необходимую добротность, обеспечить нужное перекрытие по частоте.

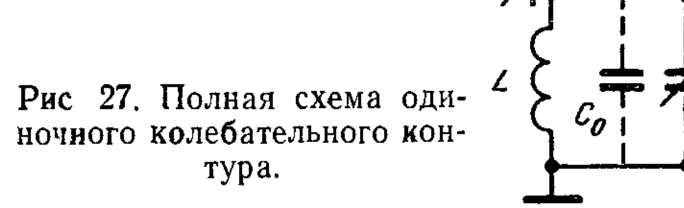
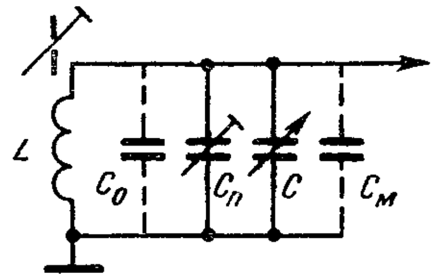



Рис 27. Полная схема одиночного колебательного контура.

Начнем с одиночного колебательного контура, полная схема которого изображена на рис. 27. При расчетах приходится учитывать значение индуктивности катушки контура L и значение полной емкости контура $C_{\text{к}}$, которая складывается из емкости переменного конденсатора C, емкости подстроечного конденсатора $C_{\text{п}}$, а также емкости схемы контура $C_{\text{сх}}$, в которую входят собственная емкость катушки C_0, емкость монтажа $C_{\text{м}}$ и входная емкость лампы $C_{\text{вх}}$ (или транзистора), в сеточную цепь которой включен этот контур. Таким образом,

$$C_{\text{к}} = C + C_{\text{п}} + C_{\text{сх}},$$

где

$$C_{\text{сх}} = C_0 + C_{\text{м}} + C_{\text{вх}}.$$

Рассчитать или измерить емкости C_0 и $C_{\text{м}}$ трудно. Ориентировочные значения этих величин указаны в табл. 4.

Таблица 4

Диапазон	C_0, *пф*	$C_{\text{м}}$, *пф*	$C_{\text{сх}}$, *пф*
ДВ	15—20	10	25—30
СВ	5—10	10	15—20
КВ	1—5	7—10	8—15

Контур настраивается на различные частоты конденсатором переменной емкости C. Это основной орган настройки. В большинстве случаев колебательный контур имеет еще два дополнительных органа настройки, предназначенных для настройки контура в пределах необходимого диапазона частот. Это магнитоэлектрический подстроечный сердечник катушки индуктивности и подстроечный (полупеременный) конденсатор небольшой емкости $C_п$. Сердечник позволяет изменять индуктивность катушки в пределах не менее 5—10%; изменением индуктивности настраивают контур на минимальной частоте диапазона, причем чем больше индуктивность, тем на более низкую

Таблица 5

Приемник	Емкость конденсатора настройки, *пф*	
	максимальная	минимальная
Всеволновый:		
ДВ, СВ, КВ . . .	490—550	15—20
Коротковолновый:		
3,0—6,0 *Мгц* . . .	150—250	8—10
6,0—30,0 *Мгц* . . .	50—150	6—10

частоту настроен контур. С помощью подстроечного конденсатора настраивают контур на максимальной частоте диапазона, причем чем меньше емкость этого конденсатора, тем на более высокую частоту настраивают контур. В качестве подстроечных конденсаторов наиболее часто применяют керамические подстроечные конденсаторы (КПК).

Конечно, настройку контура на тот или иной конец диапазона производят при соответствующем значении емкости конденсатора переменной емкости C. Она должна быть минимальной на высокочастотном конце диапазона и максимальной на низкочастотном конце. В зависимости от назначения приемника (всеволновый радиослушательский, связной коротковолновый и т. п.) применяют различные конденсаторы настройки, данные которых приведены в табл. 5.

Точное значение коэффициента перекрытия по частоте (коэффициента диапазона) определяют изменением емкости конденсатора настройки от $C_{мин}$ до $C_{макс}$ с учетом емкости схемы $C_{сх}$ ($C_{сх}$ обычно составляет около 20—30 *пф* на коротких волнах и 30—50 *пф* на длинных волнах):

$$K_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \sqrt{\frac{C_{макс} + C_{сх}}{C_{мин} + C_{сх}}}.$$

Если Вы помните, на стр. 27 мы уже проделали расчет коэффициента перекрытия по частоте. Там мы получили этот коэффициент равным 7. Но тогда мы не учитывали емкости схемы $C_{сх}$, предполагая, что емкость контура определяется только емкостью конденсатора настройки и изменяется от $C_{мин} = 10$ *пф* до $C_{макс} = 490$ *пф*, т. е. на 480 *пф*. Но с учетом емкости схемы коэффициент диапазона (или,

что то же, коэффициент перекрытия по частоте) на средневолновом диапазоне будет много меньше, всего

$$K_д = \sqrt{\frac{C_{макс} + C_{сх}}{C_{мин} + C_{сх}}} = \sqrt{\frac{490 + 30}{10 + 30}} = 3,6.$$

Обычно этот коэффициент для всеволнового радиовещательного приемника выбирают в пределах 2—3, а для коротковолнового 1,3—1,5. Уменьшение коэффициента $K_д$ в коротковолновом приемнике совершенно необходимо, так как это позволяет уменьшить число килогерц, приходящихся на один градус шкалы или на один градус угла поворота оси конденсатора переменной емкости. Правда, в типовых радиовещательных приемниках настройка в пределах частот 3,95—12,1 *Мгц* иногда производится в пределах одного диапазона, но Вы, наверное, замечали, какая «острая» получается в этом случае настройка. Чтобы уменьшить остроту настройки на коротких волнах в приемнике, в котором работает блок конденсаторов с большим перекрытием по частоте (такое перекрытие необходимо при работе приемника на средневолновом и длинноволновом диапазонах), разбивают коротковолновый диапазон на несколько поддиапазонов, которые «растягивают».

Зная коэффициент $K_д$, можно определить среднее значение емкости подстроечного конденсатора $C_п$:

$$C_{п.ср} = \frac{C_{макс} - K_д^2 C_{мин}}{K_д^2 - 1} - C_{сх}.$$

Средняя величина емкости $C_п$ должна получиться по расчету положительной и не менее 5—10 *пф*, чтобы можно было регулировкой емкости конденсатора $C_п$ скорректировать неточность выбора значения емкости $C_{сх}$. Если значение $C_п$ получается слишком малым или даже отрицательным (что невозможно на практике), то следует выбрать другой конденсатор настройки C или уменьшить коэффициент $K_д$, разбив заданный диапазон частот на несколько поддиапазонов.

Предположим что в приемнике надо сделать «обзорный» коротковолновый диапазон от 3,95 до 16 *Мгц*. Коэффициент диапазона для такого случая составляет

$$K_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{16}{3,95} \approx 4.$$

Тогда емкость подстроечного конденсатора

$$C_п = \frac{C_{макс} - K_д^2 C_{мин}}{K_д^2 - 1} - C_{сх} =$$

$$= \frac{490 - 4^2 \cdot 10}{4^2 - 1} - 25 = 22 - 25 = -3 \text{ пф!}$$

Результат расчета (получение отрицательного значения емкости) показывает, что получить в приемнике столь широкий диапазон при выбранном конденсаторе настройки ($C_{мин} = 10$ *пф*; $C_{макс} = 490$ *пф*) невозможно. Для приема сигналов указанных частот в приемнике надо иметь два диапазона.

Определить индуктивность катушки контура с переменным конденсатором в пределах заданного диапазона частот [1] можно по следующей формуле

$$L = \frac{25\,300\left(K_{д}^{2}-1\right)}{\left(C_{макс}-C_{мин}\right) f_{макс}^{2}}, \ мкгн,$$

где $C_{макс}$, $C_{мин}$ — пределы изменений емкости конденсатора настройки, *пф*,

$f_{макс}$ — в *Мгц*.

Рассчитаем для примера индуктивность контура работающего в средневолновом диапазоне ($f_{мин}=500$ *кгц*, $f_{макс}=1\,650$ *кгц*) Требуемый коэффициент диапазона

$$K_{д}=\frac{f_{макс}}{f_{мин}}=\frac{1\,650}{500}=3{,}31.$$

Индуктивность контура

$$L=\frac{25\,300\left(K_{д}^{2}-1\right)}{\left(C_{макс}-C_{мин}\right) f_{макс}^{2}}=\frac{25\,300\,(3{,}31^{2}-1)}{(490-10)\cdot 1{,}65^{2}}=192 \ мкгн$$

Приведенные формулы позволяют рассчитать колебательный контур на любой диапазон частоты, а в радиолюбительской практике это часто встречающаяся задача — ведь не всегда можно достать готовые контурные катушки и именно на тот диапазон частот, который Вас интересует Однако эти формулы позволяют рассчитать только индуктивность и емкость контура, но ничего не говорят о количестве витков катушек индуктивности, их диаметре и проводе, которым надо наматывать эти катушки Расчет таких данных сложен, так как надо учитывать влияние высокочастотных сердечников, собственную емкость катушки и прочие конструктивные факторы, которые в радиолюбительских условиях определить трудно Поэтому в табл 6 приведены данные типовых контурных катушек с различными высокочастотными сердечниками, рассчитанных на стандартные радиовещательные диапазоны Основываясь на этих данных, можно определить примерное число витков и для «нетиповых» катушек (о конструкции катушек см стр 41—42)

Определив примерное число витков катушки и подсчитав по приведенным формулам индуктивность и емкость контура (почти вся индуктивность контура сосредоточена в его катушке, а почти вся емкость — в конденсаторе), надо намотать катушку и измерить ее индуктивность любым доступным Вам способом, например с помощью куметра или резонансным методом с помощью генератора стандартных сигналов (прочитать о таких измерениях можно в журналах «Радио» № 1—4 за 1966 г) Если измеренное значение индуктивности отличается от расчетного, то надо немного изменить число витков, вновь измерить индуктивность и таким образом подобрать нужное число витков

[1] Если контур предназначен для работы на неизменной частоте, то индуктивность подсчитывают по формуле

$$L=\frac{25\,300}{f_{рез}^{2}\, C_{к}} \ мкгн,$$

где $f_{рез}$ — резонансная частота контура *Мгц*,

$C_{к}$ — полная емкость контура *пф*

Таблица 6

Диапазон и назначение катушки	Индуктивность, *мкгн*	Число витков	Марка и диаметр провода	
			ПЭЛШО	ПЭВ
Катушки с карбонильными сердечниками СЦР (см рис 24)				
ДВ, антенная	10 000	3×350	—	0,1
ДВ, контурная	2 200	3×150	0,1	0,15
СВ, антенная	1 000	3×120	—	0,1
СВ, контурная	200	3×40	0,2	0,27
КВ, антенная	2,1	20	0,1	0,15
КВ, контурная	1,4	13	—	0,6
Катушки с броневыми карбонильными сердечниками СБ-1а (см рис 25)				
ДВ, антенная	10 000	600	0,1	0,15
ДВ, контурная	2 200	3×100	0,1	0,15
СВ, антенная	1 000	300	0,1	0,15
СВ, контурная	200	3×27	0,1	0,15
Катушки с ферритовыми сердечниками (см. рис. 26)				
ДВ, антенная	10 000	1 200	—	0,1
ДВ, контурная	2 200	3×170	—	0,1
СВ, антенная	1 000	400	—	0,1
СВ, контурная	200	3×45	0,1	0,15
КВ, антенная	2,1	30	0,1	0,15
КВ, контурная	1,4	15	0,44	0,44

Вы, вероятно, заметили, что до сих пор коэффициент $K_{д}$ определялся пределами изменений емкости конденсатора настройки C По нашим рассуждениям получалось, что если нужно изменить коэффициент диапазона (например, из соображений плотности настройки на один градус шкалы), то требуется взять конденсатор настройки с другими значениями $C_{макс}$ и $C_{мин}$. Конечно, получить больший коэффициент $K_{д}$ можно только таким способом, однако если требуется меньший коэффициент $K_{д}$, то можно использовать этот же конденсатор, но «растянув» диапазон Для этого в схему контура вводят дополнительные конденсаторы, подключаемые параллельно и последовательно с конденсатором настройки C

Предположим, что мы строим всеволновый приемник Поэтому выберем конденсатор настройки с большим перекрытием $C_{мин}=15$ *пф*, $C_{макс}=450$ *пф* На коротковолновом диапазоне настройка

таким конденсатором получится очень острой, и поэтому мы принимаем решение разбить коротковолновый диапазон на четыре поддиапазона — диапазон с большим перекрытием 3,95—6,3 *Мгц* и три растянутых диапазона: 7,1—7,4; 9,1—10 и 11,7—12,0 *Мгц*. Заметим, что частоты гетеродина будут сдвинуты относительно частот входного контура на 0,465 *Мгц*. Так как перекрытие по частоте на растянутых диапазонах очень небольшое, то схемы входного и гетеродинного контуров примем одинаковыми, причем емкости конденсаторов в обеих схемах будут тоже одинаковыми, а индуктивности — разными. Следовательно, точное сопряжение получится только в одной

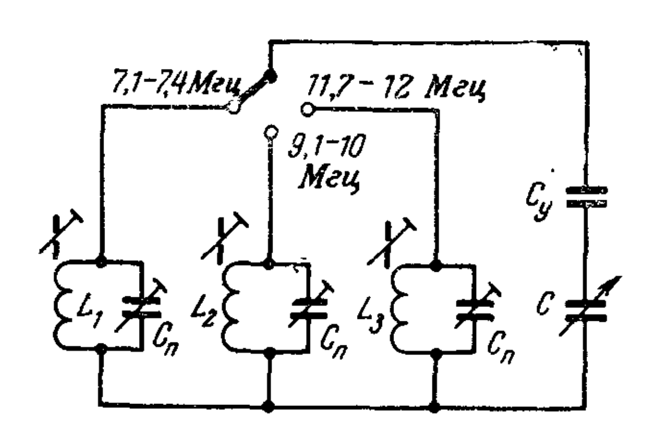


Рис. 28. К расчету растянутой настройки.

точке (в середине растянутого диапазона), но ввиду малого коэффициента диапазона неточность сопряжения будет незначительной. Поэтому безразлично, какие контуры рассчитывать — гетеродинные или входные: разница будет только в значении индуктивности. Будем рассчитывать входные.

Схема контуров растянутых диапазонов показана на рис. 28. Вначале надо определить индуктивность контура для наиболее высокочастотного диапазона:

$$L = \frac{25\,300}{f^2_{макс} C_{к.мин}}\ .$$

Минимальную емкость контура $C_{к\,мин}$ заранее определить трудно, так как в нее входят, кроме емкостей C_0, $C_м$, $C_{мин}$, $C_{вх}$, также неизвестные пока емкости параллельного конденсатора $C_п$ и конденсатора $C_у$. Суммарную емкость схемы $C_{сх}$ ориентировочно примем равной 40 *пф*. В этом случае будем считать, что минимальная емкость контура $C_{к.мин}$ равна, например, 100 *пф*. Тогда

$$L = \frac{25\,300}{12{,}0^2 \cdot 100} = 1{,}76\ мкгн.$$

Теперь по минимальной частоте диапазона $f_{мин} = 11{,}7$ *Мгц* и выбранной индуктивности L можно определить максимальную емкость контура этого диапазона:

$$C_{к.макс} = \frac{25\,300}{f^2_{мин} L} = \frac{25\,300}{11{,}7^2 \cdot 1{,}76} = 105\ пф.$$

Разность значений емкостей $\Delta C = C_{к\,макс} - C_{к\,мин} = 105 - 100 = 5$ *пф*. Индуктивности контуров остальных диапазонов определяются по формуле

$$L = \frac{25\,300}{\Delta C}\left(\frac{1}{f^2_{мин}} - \frac{1}{f^2_{макс}}\right),\ мкгн.$$

Подсчитанные по этой формуле индуктивности равны: $L_2 = 3{,}04$ *мкгн* и $L_1 = 4{,}04$ *мкгн*.

Индуктивности гетеродинного контура подсчитывают по формуле

$$L_г = \frac{25\,300}{C_{к\,мин}\left(f_{макс} + f_п\right)^2},\ мкгн,$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота растянутого диапазона, *Мгц*.

Далее надо определить емкость конденсатора $C_у$, ограничивающего максимальную емкость конденсатора настройки:

$$C_у = \frac{\Delta C\,(C_{макс} + C_{мин}) + \sqrt{[\Delta C\,(C_{макс} + C_{мин})]^2 + 4(C_{макс} - C_{мин} - \Delta C)C_{макс}\,C_{мин}\,\Delta C}}{2\,(C_{макс} - C_{мин} - \Delta C)} =$$

$$= 11{,}94\ пф \approx 12\ пф.$$

В качестве этого конденсатора можно использовать слюдяной или керамический конденсатор с номинальным значением емкости 10 *пф*.

Остается определить максимальную емкость подстроечных конденсаторов $C_п$:

$$C_п = C_{к.мин} - \frac{C_{мин}\,C_у}{C_{мин} + C_у} = 100 - \frac{15 \cdot 12}{15 + 12} \approx 34\ пф.$$

Наиболее подойдет в качестве $C_п$ подстроечный конденсатор КПК-2 емкостью 6—60 *пф*.

В процессе настройки приемника, возможно, придется несколько подкорректировать величины индуктивностей и емкостей, так как мы ориентировочно оценивали емкости монтажа, собственную емкость катушки и пр.

Теперь поговорим о избирательности колебательного контура. Раньше уже было сказано, что избирательность характеризует ослабление сигнала мешающей радиостанции, работающей на частоте f, по сравнению с сигналом полезной радиостанции, частота которой совпадает с резонансной частотой контура $f_{рез}$. Обозначают избирательность Se. Таким образом величина Se показывает, во сколько раз будет ослаблена амплитуда U сигнала посторонней радиостанции по сравнению с амплитудой полезного сигнала $U_{рез}$ (конечно, при одинаковой амплитуде этих сигналов, например в антенне):

$$Se = \frac{U_{рез}}{U}\ .$$

Естественно, что на величину избирательности Se оказывают влияние не только избирательные свойства контура, но и так называемая величина расстройки Δf, которая показывает, насколько да-

леко отстоит по частоте сигнал посторонней радиостанции от резонансной частоты контура.

$$\Delta f = f - f_{рез}.$$

При расчете избирательности расстройку определяют в процентах

$$\Delta f_{\%} = \frac{f - f_{рез}}{f_{рез}} \cdot 100\% = \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100\%.$$

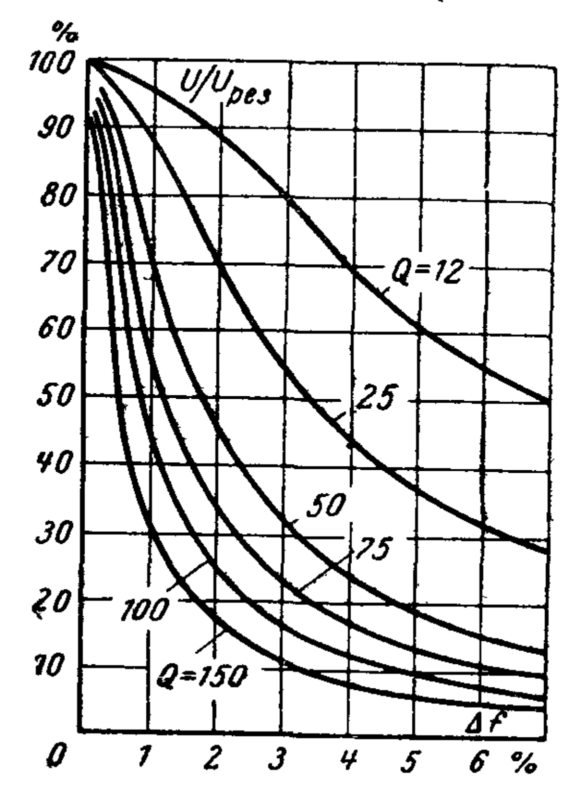


Рис 29 Резонансные кривые колебательного контура в зависимости от величины добротности и расстройки.

Чем дальше отстоит частота посторонней радиостанции от резонансной частоты, т е чем больше расстройка, тем значительнее ослабление мешающего сигнала. Это станет понятным, если Вы посмотрите на резонансную характеристику колебательного контура (рис. 29).

Часто избирательность Se определяют не в относительных единицах, а в децибелах На стр 22 уже было сказано о том, что такое децибел, поэтому здесь лишь достаточно указать, что перевести избирательность, выраженную в относительных единицах, в избирательность, выраженную в децибелах, можно по формуле

$$Se_{(дб)} = 20 \lg Se.$$

От чего же зависят избирательные свойства колебательного контура? В основном от добротности Q его катушки индуктивности. Конденсатор контура, если он хорошего качества (например, воздушный, слюдяной или керамический), вносит очень мало электрических потерь, и поэтому добротность катушки в основном определяет добротность контура Чем больше добротность Q, тем круче идут ветви резонансной характеристики контура (рис 29).

Добротность катушки индуктивности определяют при помощи специального измерительного прибора — куметра Однако я должен предупредить, что измеренная таким прибором добротность катушки всегда больше добротности колебательного контура с этой же катушкой, но включенной в схему приемника, так как цепи, подключенные к контуру в схеме (антенна, входная цепь лампы или транзистора и т п), шунтируют контур и тем самым снижают его добротность. Поэтому реальная или эквивалентная добротность колебательного контура в схеме приемника обычно составляет

$$Q_э = (0,8 \div 0,9)\, Q,$$

где Q — добротность катушки индуктивности, измеренная куметром

Величина добротности катушки индуктивности зависит от многих факторов потерь электрической энергии в проводах при прохождении по ним тока высокой частоты, потерь в изоляции проводов, каркасе катушки, магнитном сердечнике и т п , причем эти потери тем выше, чем на более высокой частоте работает контур Ориентировочно добротность катушек различных диапазонов указана в табл 1 Если Вы хотите получить контур высокой добротности, то для каркаса катушки надо применить высокочастотный диэлектрик, например изготовить каркас из высокочастотной пластмассы типа полистирола или подобрать подходящий заводской каркас из высокочастотной керамики, например радиофарфора Еще лучше применить для катушки коротковолнового диапазона ребристый каркас — меньше материала, меньше потери Каркасы из бумаги, эбонита, дерева и других материалов, вносящих большие электрические потери, значительно снижают добротность катушки Если необходима пропитка обмотки катушки (например, чтобы уберечь катушку от сырости или закрепить витки на каркасе), то для этого надо использовать полистироловый лак Высокочастотные подстроечные сердечники лучше всего применить ферритовые или карбонильные Экранирование катушки уменьшает ее добротность ввиду потерь энергии в экране, но в ряде случаев оно необходимо для устранения паразитных связей между каскадами

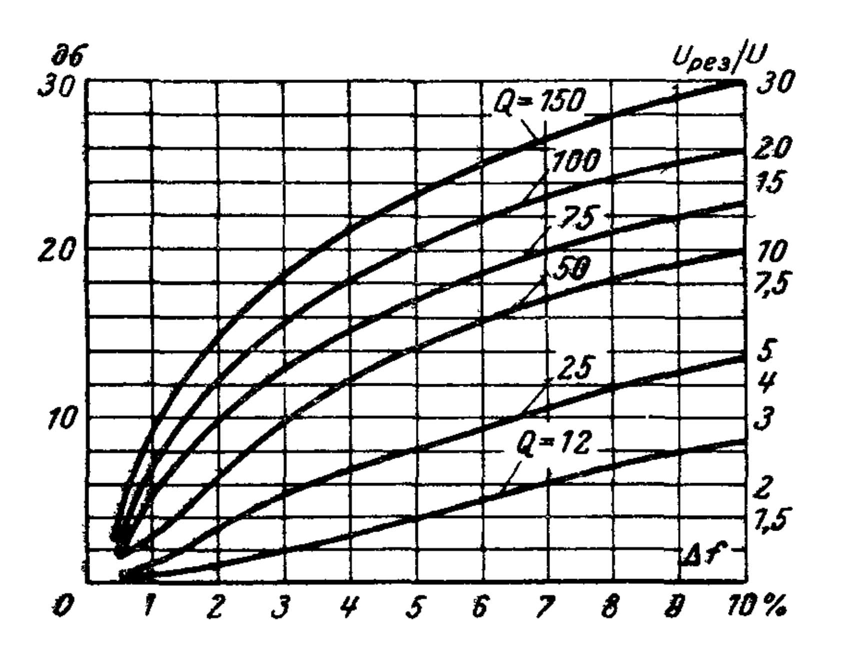


Рис 30 Избирательность контура в зависимости от величины добротности и расстройки.

Предположим, что у нас имеется колебательный контур с катушкой определенной добротности и ее величину мы измерили с помощью куметра или определили по паспорту катушки Как же определить, какой избирательностью будет обладать контур с катушкой данной добротности? На рис 30 приведены кривые, позволяющие определить избирательность Se колебательного контура при небольших расстройках, т е когда

$$\frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100 \leqslant 10\%.$$

При больших расстройках избирательность приближенно можно подсчитать по формуле

$$Se = Q_э \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right).$$

Не забудьте только, что в расчеты надо вводить значение эквивалентной добротности $Q_э$.

Для примера сделаем следующий расчет: определим избирательность по соседнему и зеркальному каналам для контура, работающего в средневолновом диапазоне на частоте 1,5 *Мгц* (кстати, избирательность всегда определяют на максимальной частоте диапазона, потому что чем выше частота, тем более пологой становится резонансная характеристика контура). Предположим, что добротность катушки индуктивности нашего контура, измеренная с помощью куметра, оказалась равной 30; следовательно, эквивалентная добротность равна

$$Q_э = (0,8 \div 0,9)\, Q = 0,85 \cdot 30 \approx 25.$$

При уходе на $\Delta f = 10$ *кгц* от резонансной частоты $f_{рез} = 1\,500$ *кгц* расстройка, выраженная в процентах, составит

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100 = \frac{100}{1\,500} \cdot 100 = 0,66\%.$$

Далее надо найти на горизонтальной оси графика, приведенного на рис. 30, точку, соответствующую расстройке 0,66%. Но, взглянув на график, можно сказать заранее, что при такой небольшой расстройке контур будет так мало ослаблять сигнал посторонней радиостанции, что величину подавления даже невозможно будет определить по этому графику: ведь надо из точки на горизонтальной оси, соответствующей расстройке 0,66%, восстановить перпендикуляр и через точку пересечения с кривой, соответствующей добротности $Q_э = 25$, провести горизонтальную линию до пересечения с вертикальными осями графика, на которых нанесены значения избирательности в относительных единицах и децибелах. Если Вы все же хотите определить избирательность контура при такой расстройке, то ее придется подсчитать по формуле

$$Se = \frac{U_{рез}}{U} = \sqrt{1 + \left(\frac{Q}{50} \cdot \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100 \right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{25}{50} \cdot \frac{10}{1\,500} \cdot 100 \right)^2} \approx 1,05.$$

Чрезвычайно малая избирательность. Сигнал с частотой, отличающейся на 10 *кгц* от резонансной (т. е. сигнал соседней станции), проходит почти так же хорошо, как и сигнал принимаемой станции. Но так и должно быть: вспомните, ведь выше я говорил, что в супергетеродине избирательность по соседнему каналу определяется только трактом промежуточной частоты.

А как обстоит дело с избирательностью этого же контура по зеркальному каналу, т. е. при расстройке на $2 f_п = 2 \cdot 465 = 930$ *кгц*? Очевидно, что при этом расстройка равна

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100\% = \frac{930}{1\,500} \cdot 100 = 62\%.$$

Избирательность контура при такой расстройке подсчитывают по приведенной ранее формуле ($f = f_{рез} + \Delta f = 1\,500 + 930 = 2\,430$ *кгц*):

$$Se = Q_э \left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f} \right) = 25 \left(\frac{2\,430}{1\,500} - \frac{1\,500}{2\,430} \right) \approx 25,$$

или в децибелах 20 lg 25 = 28 *дб*.

Это уже хорошая избирательность, и Вы должны согласиться, что избирательность супергетеродина по зеркальному каналу обеспечивают именно контуры, включенные перед смесителем и настроенные на частоту принимаемого сигнала.

С помощью такого же простейшего расчета Вы можете убедиться, что избирательность по соседнему каналу входного контура на коротковолновом диапазоне вообще ничтожно мала. Но вот на длинных волнах положение с избирательностью по соседнему каналу несколько изменяется. Если произвести расчет избирательности контура на какой-нибудь частоте длинноволнового диапазона, например, на частоте 400 *кгц*, то расстройка на 10 *кгц* от этой частоты составит в процентах

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100 = \frac{10}{400} \cdot 100 = 2,5\%.$$

Примем, что на длинноволновом диапазоне добротность контура $Q_э = 25$. Из точки на горизонтальной оси графика на рис. 30, соответствующей расстройке 2,5%, восстановим перпендикуляр и продолжим его до пересечения с кривой $Q_э = 25$. Через точку их пересечения проведем горизонтальную линию до пересечения с вертикальными осями графика и определим избирательность контура при данной расстройке на длинноволновом диапазоне, т. е. для частоты 410 или 390 *кгц*: избирательность на этих частотах по отношению к частоте 400 *кгц* составляет около 4 *дб*. Это заметная избирательность и она «помогает» тракту промежуточной частоты в создании избирательности приемника по соседнему каналу. Это надо иметь в виду, потому что если в приемнике длинноволнового диапазона будут применены контуры высокой добротности, они смогут оказать существенное влияние на полосу пропускания приемника.

Вспомните, что мы выбирали допустимую погрешность сопряжения, исходя из вполне определенной полосы пропускания высокочастотных контуров, установленных перед смесителем. Так, мы приняли, что при добротности входного контура $Q = 12$ полоса пропускания (см. табл. 1) на высокочастотном конце диапазона составляет 42 *кгц*, а на низкочастотном всего 14 *кгц*. Но если в приемнике применить более добротные контуры, то полоса пропускания сузится. В этом случае допустимая прежде погрешность сопряжения превратится в недопустимую и чувствительность приемника в точках наибольшей погрешности сопряжения заметно уменьшится. Наконец, при очень высокой добротности контуров их полоса пропускания может стать даже уже полосы пропускания контуров промежуточной частоты, т. е. меньше 10 *кгц*, и воспроизведение передачи будет искажено. Поэтому нельзя выбирать добротность входных высокочастотных контуров только из соображений получения как можно более высокой избирательности, а надо помнить и о необходимой полосе пропуска-

ния Максимальную эквивалентную добротность входного контура можно подсчитать по формуле

$$Q_{э.макс} = \frac{f_{мин}}{П},$$

где $f_{мин}$ — минимальная частота диапазона, *кгц*;
$П$ — необходимая из соображений допустимой погрешности сопряжения полоса пропускания, *кгц*.

Если окажется, что катушки индуктивности обладают большей добротностью, чем это допустимо, то добротность колебательного контура надо будет «испортить», шунтировав индуктивность постоянным резистором, причем чем меньше сопротивление резистора, тем больше он шунтирует контур, тем меньше величина $Q_э$.

Но как быть, если высокочастотный входной контур не обеспечивает необходимую избирательность, а увеличить его добротность невозможно? Например, контур с эквивалентной добротностью 80 на коротковолновом диапазоне обеспечивает следующую избирательность по зеркальному каналу (при $f_{рез}=10$ *Мгц*; $f=f_{рез}+2f_п=10+$ $+2\cdot 0{,}465=10{,}93$ *Мгц*)

$$Se = Q_э\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right) = 80\left(\frac{10{,}93}{10} - \frac{10}{10{,}93}\right) = 14{,}3,$$

или в децибелах $Se_{(дб)} = 20 \lg 14{,}3 = 23$ *дб*.

Предположим, что мы конструируем приемник высшего класса, который в соответствии с принятым стандартом должен обладать избирательностью по зеркальному каналу на коротковолновом диапазоне не менее 26 *дб* Изготовить катушку индуктивности с большей добротностью, например, Вы не можете — ведь добротность и так велика Как быть?

Может быть, установить между антенной и входом смесителя два колебательных контура: входной контур между антенной и входом усилителя высокой частоты (придется ввести в схему приемника этот усилитель) и контур между усилителем высокой частоты и входом смесителя? Увеличится ли при этом избирательность приемника?

Да, увеличится (рис. 31). Чтобы определить результирующую характеристику приемника по высокой частоте (от антенного входа до входа смесителя), надо перемножить ординаты резонансных характеристик отдельных контуров — значения напряжений на обоих контурах на данной частоте. Как видно из рисунка, результирующая характеристика значительно уже характеристик отдельных контуров [1]. Этим и объясняется увеличение избирательности приемника при увеличении числа колебательных контуров Например (рис. 31), если ослабление сигнала на частоте расстройки 16 *кгц* входным контуром $U_{рез}/U$ составляло $1/0{,}3=3{,}3$, то ослабление при такой же расстройке по результирующей характеристике равно уже $1/0{,}092=$ $=10{,}9$. Таким образом, при одинаковой добротности обоих контуров избирательность всего высокочастотного тракта приемника

$$Se_{общ} = Se^n,$$

где n — число высокочастотных контуров, включенных до входа смесителя.

[1] На рис. 31 вертикальный масштаб результирующей характеристики уменьшен в 10 раз.

Эту формулу подтверждает пример, показанный на рис. 31: ослабление, создаваемое входным контуром, $Se=3{,}3$, а суммарное ослабление, создаваемое высокочастотным трактом при той же расстройке 16 *кгц* и $n=2$ (два одинаковых контура), $Se_{общ}=Se^2=3{,}3^2=$ $=10{,}9$.

Замечу, что если избирательность выражена в децибелах, то ослабления, создаваемые отдельными контурами, складываются (вспомните, что для перемножения чисел логарифмы надо сложить).

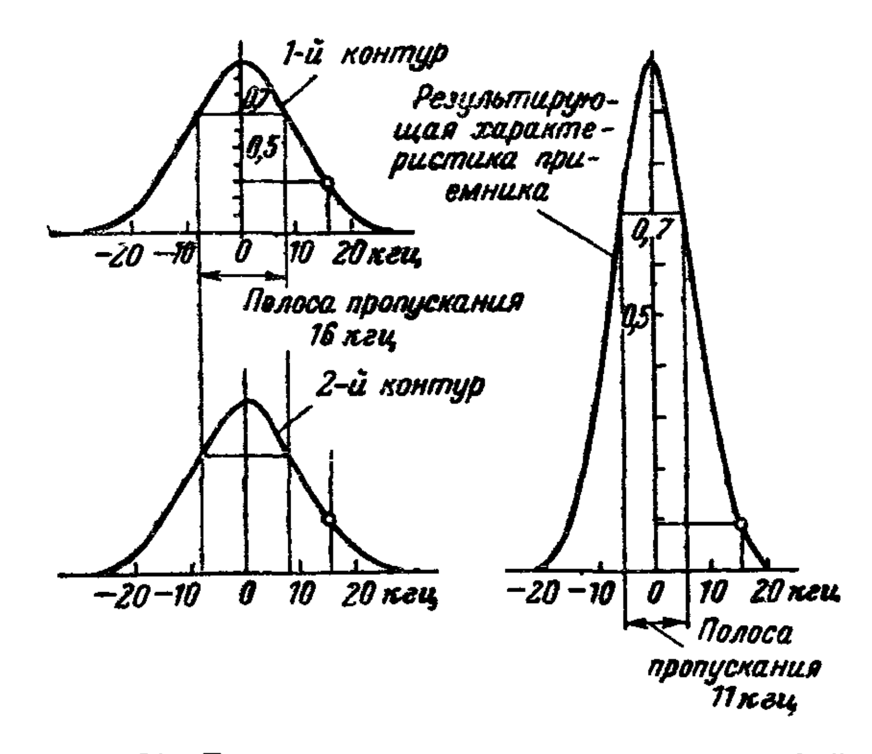


Рис. 31. Если два контура настроены на одну и ту же частоту, то общая избирательность в децибелах увеличивается в 2 раза (ординаты их резонансных характеристик перемножаются).

Поэтому для нашего расчета избирательности по зеркальному каналу, в котором избирательность $Se_{(дб)}=23$ *дб*, общая избирательность всего высокочастотного тракта, состоящего из двух контуров с одинаковой добротностью $Se_{общ(дб)}=2Se_{(дб)}=2\cdot 23=46$ *дб*

Но в результате увеличения общей избирательности сузится полоса пропускания высокочастотного тракта (это тоже видно из рис. 31), и надо проверить, не повлияет ли это на величину допустимой погрешности сопряжения. Подсчитать полосу пропускания для такого случая можно по формуле

$$П = \frac{0{,}64 f_{мин}}{Q}.$$

Если же окажется, что полоса пропускания стала меньше допустимой с точки зрения выбранной погрешности сопряжения, то надо либо уменьшить добротность входных контуров до такого значения, при котором одновременно обеспечиваются необходимая избирательность по зеркальному каналу и допустимая погрешность сопряжения, либо выбрать иной тип сопряжения, с меньшей погрешностью.

О ТРАНЗИСТОРАХ И ИХ РАБОТЕ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Со дня изобретения транзисторов прошло уже более 20 лет. Эти маленькие электронные приборы совершили революцию в радиоэлектронной технике. Сейчас транзисторных радиоприемников становится все больше, их качество возрастает, они компактны, легки и очень экономичны в отношении электропитания.

Транзисторы выполняют в радиоприемнике те же функции, что и радиолампы: преобразуют энергию источника питания в энергию колебаний радиочастоты или звуковой частоты. Транзисторы, как и радиолампы, способны усиливать сигнал по мощности. Однако физические процессы, которые происходят в лампах и транзисторах при усилении сигнала, существенно различаются, поэтому и схемы транзисторных каскадов радиоприемника имеют особенности по сравнению с ламповыми. Чтобы лучше понять особенности транзисторных каскадов радиоприемников, рассмотрим некоторые свойства транзисторов и электрические величины, которые их характеризуют.

Вы, конечно, знакомы с физическими принципами работы транзистора. Этот электронный прибор имеет два *p-n* перехода: эмиттерный и коллекторный. Каждый *p-n* переход транзистора в отдельности ведет себя, как полупроводниковый диод. В этом легко можно убедиться, сняв зависимости между токами и напряжениями на переходах и построив графики этих зависимостей. Оба графика будут иметь характерный для диодов вид. При подаче напряжения в прямом направлении ток резко возрастает. При подаче напряжения в запирающем направлении ток очень мал и практически не зависит от величины приложенного напряжения (рис. 32). Напомним, что для *p-n* перехода прямое напряжение соответствует плюсу источника питания, подключенного к *p*-области. Когда на переход подается напряжение в прямом направлении, говорят, что переход смещен в прямом направлении В усилительных каскадах оба *p-n* перехода транзистора включаются одновременно, причем эмиттерный переход включается в прямом направлении, а коллекторный — в обратном (рис. 33). Казалось бы, ток через коллекторный переход не должен превышать величины обратного тока, ведь на коллекторный переход подано запирающее напряжение! Однако прибор, включенный в коллекторную цепь, показывает, что ток коллектора почти равен току эмиттера. Это объясняется взаимодействием коллекторного и эмиттерного переходов. Оба *p-n* перехода выполнены в одном полупроводниковом кристалле, очень близко один от другого и имеют общую базовую область. Давайте увеличим немного напряжение батареи в коллекторной цепи. Ток коллектора при этом почти не изменится. Теперь увеличим напряжение батареи в цепи эмиттера. Мы заметим увеличение эмиттерного тока и одновременное увеличение тока коллектора. Если мы достаточно точно фиксируем изменения токов коллектора и эмиттера, то можем заметить, что приращение коллекторного тока меньше, чем эмиттерного. Поскольку приращение коллекторного тока меньше, чем приращение эмиттерного, можно сделать вывод, что часть эмиттерного тока ответвилась во внешнюю цепь через базовый вывод транзистора. Для транзистора имеем

$$I_э = I_к + I_б,$$

где $I_э$ — ток эмиттера;
$I_к$ — ток коллектора;
$I_б$ — ток базы.

Наши эксперименты показали, что величиной тока коллектора можно управлять, изменяя ток эмиттера. Это позволяет с помощью транзистора усиливать сигнал по мощности. Действительно, если мы будем изменять ток эмиттера транзистора с частотой электрических колебаний, которые мы хотим усилить, ток коллектора будет изменяться по тому же закону. Но эмиттерный переход включается в прямом направлении и, следовательно, для значительных изменений

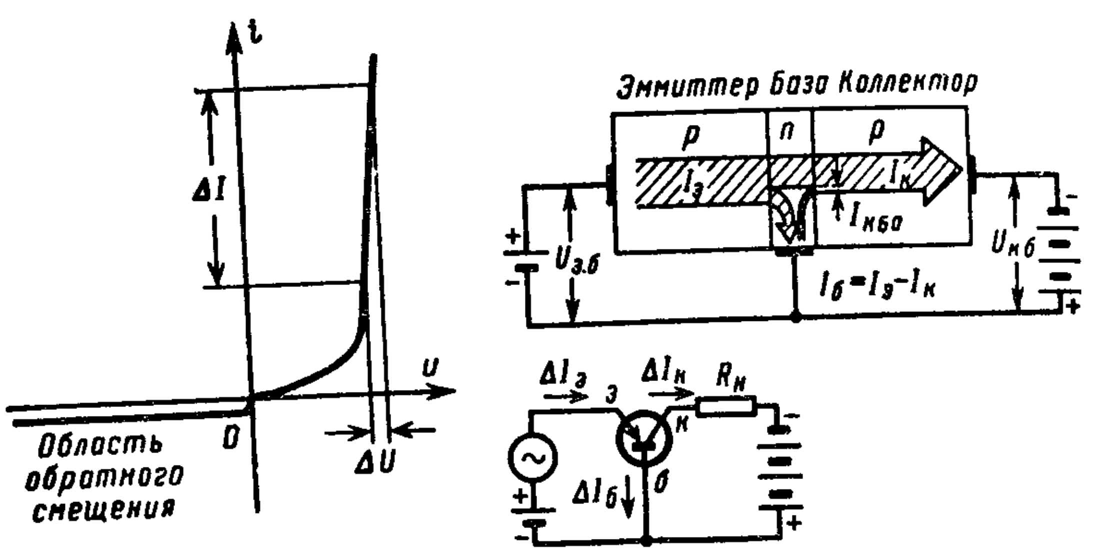


Рис. 32. Зависимость тока от напряжения смещения на диоде.

Рис. 33 Включение транзистора по схеме с общей базой.

эмиттерного тока необходимы очень небольшие изменения входного напряжения (см. рис. 32). К коллекторному переходу мы можем приложить значительно большее напряжение, чем к эмиттерному, так как он включен в обратном направлении. Это позволяет последовательно с коллектором включить сопротивление нагрузки, на котором будет выделяться усиленный сигнал.

Отношение приращения тока коллектора к приращению тока эмиттера называется коэффициентом передачи тока в схеме с общей базой:

$$\alpha = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э},$$

где $\Delta I_к$ — приращение тока коллектора;
$\Delta I_э$ — приращение тока эмиттера.

Рассмотренная нами схема включения транзистора называется схемой с общей базой, потому что для входной и выходной цепей база является общим электродом. У большинства транзисторов α лежит в пределах от 0,9 до 0,999, т. е. совсем немного меньше единицы. Коэффициент передачи тока в схеме с общей базой характеризует усилительные свойства транзистора. Есть еще один важный параметр, который мы можем измерить в схеме с общей базой (рис. 33): обратный ток коллекторного перехода $I_{кбо}$. Если разомкнуть цепь эмиттера, то прибор, включенный в коллекторную цепь транзистора,

покажет величину $I_{кб0}$. Обратный ток коллекторного перехода у маломощных германиевых транзисторов измеряется единицами (в отдельных случаях десятками) микроампер и сильно зависит от температуры.

В каскадах радиоприемников значительно чаще применяется схема включения транзистора, которая носит название схемы с общим эмиттером. Вы уже догадались, что у этой схемы включения общим электродом для входной и выходной цепей является эмиттер (рис. 34). И в этой схеме ток базы транзистора значительно меньше

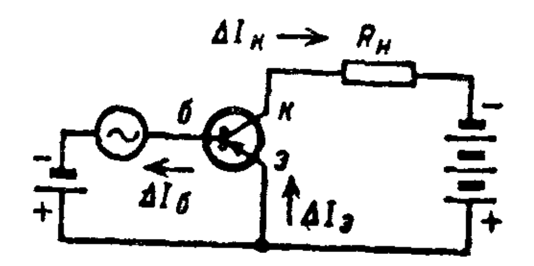


Рис. 34. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером.

тока эмиттера, так как почти весь ток эмиттера попадает в коллекторную цепь. Если подать в базу транзистора приращение тока, то это вызовет появление приращений тока в коллекторной и эмиттерной цепях, причем приращение тока коллектора будет значительно больше, чем приращение тока базы. Отношение приращения тока коллектора к приращению тока базы характеризует способность транзистора усиливать по току и носит название коэффициента передачи тока для схемы с общим эмиттером:

$$\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}.$$

Коэффициенты передачи тока для схемы с общей базой и общим эмиттером связаны соотношением

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером значительно больше единицы. Например, при $\alpha=0{,}9$ $\beta=9$, а при $\alpha=0{,}99$ $\beta=99$.

В схеме с общим эмиттером, как и в схеме с общей базой, мы можем управлять величиной коллекторного тока, подавая небольшое напряжение на смещенный в прямом направлении *p-n* переход база—эмиттер. Однако для получения приращений коллекторного тока заданной величины в базовую цепь транзистора необходимо подавать в β раз меньший ток, чем в эмиттерную Другими словами, схема с общим эмиттером позволяет получить значительно большее усиление по мощности, чем схема с общей базой. У Вас может возникнуть вполне справедливый вопрос: почему все же используют в каскадах радиоприемников схему с общей базой, если схема с общим эмиттером обладает значительно бо́льшим усилением по мощности? Ответ на этот вопрос станет окончательно ясным, когда мы рассмотрим зависимость параметров транзисторов от частоты Сейчас можно только сказать, что схема с общей базой применяется значительно реже, чем схема с общим эмиттером.

Необходимо отметить, что процессы усиления сигналов по мощности с помощью транзисторов, включенных по схеме с общей базой и общим эмиттером, имеют одну очень характерную особенность: входная цепь транзистора потребляет от источника сигнала ток весьма заметной величины. Поскольку входное сопротивление каскада есть отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока, мы можем сделать вывод, что входные сопротивления транзисторных каскадов в большинстве случаев значительно ниже входных сопротивлений усилительных каскадов на лампах Действительно, входные цепи ламповых каскадов радиоприемников практически не потребляют тока. Входные сопротивления каскадов на лампах измеряются десятками и даже сотнями килоом. Входные сопротивления транзисторных каскадов с общей базой измеряются десятками ом, с общим эмиттером — сотнями ом. Это специфическое отличие транзисторных схем особенно заметно сказывается в избирательных усилителях, где используются колебательные контуры. Поэтому колебательные контуры, как правило, слабо связывают с входными цепями транзисторов, чтобы исключить шунтирование контуров низкими входными сопротивлениями транзисторных каскадов.

Существует третья схема включения транзистора — схема с общим коллектором. Эту схему часто называют эмиттерным повторителем. Эмиттерные повторители практически не применяются в рассматриваемых нами каскадах радиовещательных супергетеродинных приемников, поэтому мы подробно об эмиттерном повторителе говорить не будем.

Одной из важнейших особенностей транзисторов является значительный разброс электрических параметров. Например, для разных экземпляров транзисторов одного типа коэффициенты передачи тока в схеме с общим эмиттером могут различаться в 5—10 раз. Разброс параметров транзисторов связан с технологией их изготовления.

Для того чтобы обеспечить работоспособность транзисторных каскадов при смене транзисторов, приходится при проектировании схем учитывать разброс параметров транзисторов Для любительских конструкций в отдельных случаях требуются тщательная регулировка и подбор элементов схемы.

Мы определяли коэффициенты передачи тока в схеме с общей базой и схеме с общим эмиттером как отношения приращений входных и выходных токов, а входные сопротивления — как отношения приращений напряжений к приращениям токов. При работе транзисторов в усилительных каскадах приращения токов и напряжений получаются за счет усиливаемых сигналов. Однако для работы каскадов совсем не безразлично, каким значениям токов и напряжений, установленных в схеме на электродах транзистора, даются приращения. Постоянные напряжения, поданные на электроды транзистора, и постоянные токи, протекающие через электроды, часто называют токами и напряжениями смещения Совокупность токов и напряжений смещения определяет режим транзистора по постоянному току в усилительном каскаде. Электрические параметры транзистора (т. е. коэффициенты передачи тока, входные и выходные сопротивления и т. д.) существенно зависят от режима транзистора по постоянному току. Поэтому в справочниках указываются значения параметров транзисторов при вполне определенном режиме по постоянному току. Об этом нужно помнить при регулировке радиоприемников на транзисторах. Первой операцией при налаживании транзисторного каскада должна быть установка режима, по постоянному току.

Параметры транзисторов зависят не только от режима по постоянному току, но и от частоты. Зависимость коэффициентов передачи тока в схеме с общей базой от частоты усиливаемых колебаний показана на рис. 35 (на этом рисунке α_0 — низкочастотное значение коэффициента передачи тока). Как видите, по мере роста частоты коэффициент α вначале изменяется незначительно (на низких частотах), а затем начинает равномерно уменьшаться. Частоту f_α, на которой значение коэффициента α уменьшается до 0,7 значения на низкой частоте α_0, принято считать граничной частотой усиления транзистора в схеме включения с общей базой Естественно, что и при схеме включения с общим эмиттером коэффициент передачи тока также уменьшается с ростом частоты усиливаемых колебаний. И надо заметить, что это уменьшение происходит интенсивно, чем коэффициента α,· и начинается на более низких частотах (см. рис. 35, на котором кривая изменения коэффициента показана пунктиром).

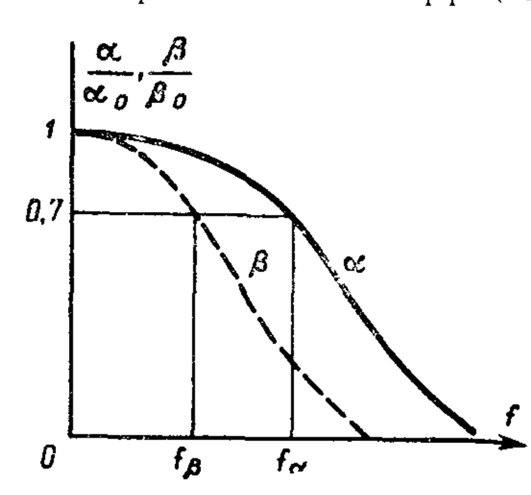


Рис 35. Зависимость коэффициентов передачи тока от частоты.

Надо сказать, что частоты f_α и f_β непосредственно не определяют каких-либо частотных пределов применения транзисторов. Они лишь указывают ту область частот, в пределах которой (от нуля до 0,3 f_α или 0,3 f_β) можно пренебречь частотной зависимостью коэффициентов передачи тока транзистора. Транзистор может работать и на более высоких частотах, однако его коэффициент усиления при этом уменьшается. По этой причине для работы в высокочастотных каскадах желательно использовать транзисторы с высокими частотами f_α и f_β.

Предельными частотами, которые характеризуют действительный предел использования транзистора, являются частоты f_T и $f_{\text{макс}}$. Первую называют предельной частотой усиления по току для схемы с общим эмиттером, при которой коэффициент β уменьшается до единицы (иногда эту частоту обозначают $f_{\beta=1}$). Как видите, это действительно предельная частота, так как она указывает ту частоту, на которой транзистор перестает усиливать по току. С частотой f_β эта предельная частота связана следующим соотношением:

$$f_T = f_\beta (1 + \beta_0).$$

Вторая предельная частота $f_{\text{макс}}$ — это максимальная частота генерации (ее иногда обозначают $f_{\text{ген.макс}}$). Она указывает частоту на которой коэффициент усиления транзистора по мощности K_p снижается до единицы. Очевидно, что транзистор может работать в качестве генератора только в том случае, если его коэффициент усиления по мощности больше единицы, но если $K_p < 1$ или хотя бы равно единице, то генерации колебаний уже не произойдет.

Но частота $f_{\text{макс}}$ употребляется не только для характеристики работы транзистора в качестве генератора, а и для характеристики его работы в усилительном каскаде. Если необходимо получить, например, усиление 30 *дб* (в 1 000 раз) на определенной частоте f, то надо выбрать такой транзистор, у которого частота $f_{\text{макс}}$ не менее определенной. В самом деле, чтобы транзистор обладал усилением по мощности в 1 000 раз, должно быть выполнено условие

$$f_{\text{макс}}/f = \sqrt{K_p} = \sqrt{1\,000} \approx 31.$$

Следовательно, частота генерации $f_{\text{макс}}$ должна быть по крайней мере в 30 раз больше частоты, на которой будет работать транзистор. Таким образом, частота $f_{\text{макс}}$ является одним из основных параметров при выборе транзистора по частотным свойствам.

ВХОД ПРИЕМНИКА

До сих пор мы рассматривали колебательный контур в общем виде, не приводя конкретных практических схем. И это не случайно, ибо колебательные контуры имеются и в схеме усилителя высокой частоты, и в схеме гетеродина, и в схеме усилителя промежуточной частоты супергетеродинного приемника. Нужно было рассказать об основных параметрах колебательного контура и их выборе. Теперь перейдем к схемам входных устройств супергетеродинного приемника.

Входное устройство состоит из высокочастотного колебательного контура, включенного на входе приемника и настроенного на частоту принимаемого сигнала, и цепи, связывающей этот контур с антенной. Назначение входного устройства — передать полезный сигнал от антенны к входу усилителя высокой частоты или смесителя. При этом входное устройство должно ослабить сигналы, мешающие приему, т. е. сигналы с частотой зеркального канала и сигналы на частоте, равной промежуточной.

В радиовещательных приемниках длинных, средних и коротких волн применяют схемы входных устройств, обеспечивающих слабую связь контура с антенной, например с емкостной связью контура с антенной, с индуктивной связью контура с антенной, двухконтурное входное устройство с индуктивной связью контура с антенной. В последнее время большое распространение получили входные устройства, объединенные с внутренней магнитной антенной.

Начнем с входных устройств всеволновых приемников. Какая из указанных схем лучше, наверно, спросите Вы?

Так нельзя ставить вопрос. Все зависит от того, с какой антенной будет работать приемник и на каких частотах. Одной из основных характеристик входного устройства, помимо избирательности и полосы пропускания, является коэффициент передачи напряжения $K_{\text{вх}}$. Этот коэффициент представляет собой отношение

$$K_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{e_{\text{А}}},$$

где $U_{\text{вх}}$ — напряжение, снимаемое с входной цепи;
$e_{\text{А}}$ — э. д. с. в антенне.

Желательно, чтобы этот коэффициент был как можно больше по величине и чтобы он как можно меньше изменялся с частотой, чтобы чувствительность приемника была постоянной по диапазону.

Итак, какое же входное устройство выбрать для работы на длинных, средних и коротких волнах?

Входное устройство с емкостной связью контура с антенной (рис. 36) имеет весьма значительное возрастание коэффициента передачи с повышением частоты диапазона. Поэтому такую схему входного устройства можно применять в тех случаях, когда контур перекрывает небольшой диапазон частот, или в приемниках, к которым не предъявляют требования равномерности чувствительности по диапазону. Емкость конденсатора связи $C_{св}$ определяют из условий допустимой расстройки входного контура емкостью антенны. Расстройка входного контура при подключении антенны происходит потому, что антенна, эквивалентная некоторой цепи с индуктивностью $L_А$ емкостью $C_А$ и сопротивлением $R_А$, при подключении к контуру изменяет общую емкость и индуктивность его и тем самым вызывает расстройку. Конечно, эту расстройку контура можно компенсировать изменением емкости контура. Но так как к приемнику могут подключаться различные антенны, то необходимо так сконструировать входное устройство, чтобы при любой антенне расстройка была небольшой и с нею можно было бы не считаться. Для этого емкость конденсатора $C_{св}$ выбирают небольшой — в пределах от 20 до 50 *пф*, причем чем выше частота, тем меньше должна быть емкость. Можно считать, что на длинноволновом диапазоне его емкость должна составлять 30—50 *пф*, на средневолновом 20—30 *пф*, на коротковолновом 20 *пф* и меньше. В простых приемниках обычно применяют один и тот же конденсатор $C_{св}$ емкостью 30—35 *пф* на всех диапазонах. Добротность контура при присоединении антенны также несколько уменьшается и тем значительнее, чем выше частота. Но при правильном выборе емкости конденсатора $C_{св}$ это уменьшение невелико. Например, в средневолновом диапазоне при собственной добротности контура $Q=40$ эквивалентная добротность $Q_э$ на частоте 520 *кгц* равна 40, а на частоте 1 600 *кгц* добротность $Q=37$. В коротковолновом диапазоне при $Q=60$ на частоте 6 *Мгц* эквивалентная добротность контура после присоединения антенны уменьшается всего до $Q=58$

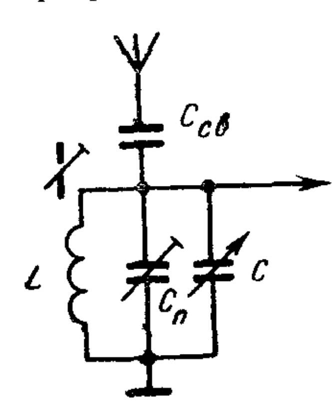


Рис. 36. Входное устройство с емкостной связью контура с антенной.

Перейдем к схеме входного устройства с индуктивной связью контура с антенной (рис 37) Достоинство такого входного устройства в том, что оно обеспечивает большее постоянство коэффициента передачи, который уменьшается с повышением частоты Для получения равномерного коэффициента передачи индуктивность катушки связи $L_{св}$ нужно выбрать такой величины, чтобы резонансная частота антенного контура $L_{св}C_А$ была ниже минимальной частоты диапазона и составляла примерно $(0{,}6 \div 0{,}8) f_{мин}$. Типовые значения $L_{св}$ · 10 000—15 000 *мкгн* в длинноволновом, 1 000—1 300 *мкгн* в средневолновом и 2 — 25 *мкгн* в коротковолновом диапазоне

В этой схеме входного устройства антенна также уменьшает

добротность входного контура и приводит к его расстройке. Для уменьшения влияния антенны связь ее с входным контуром делают слабой.

В хороших радиовещательных приемниках на длинноволновом и средневолновом диапазонах иногда применяют двухконтурное входное устройство (рис. 38). Это делают в тех случаях, когда хотят получить полосу пропускания входного устройства почти постоянной по диапазону, а также хорошую избирательность по зеркальному каналу

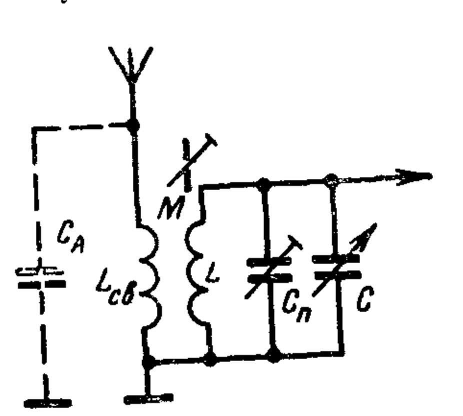


Рис. 37. Входное устройство с индуктивной связью контура с антенной

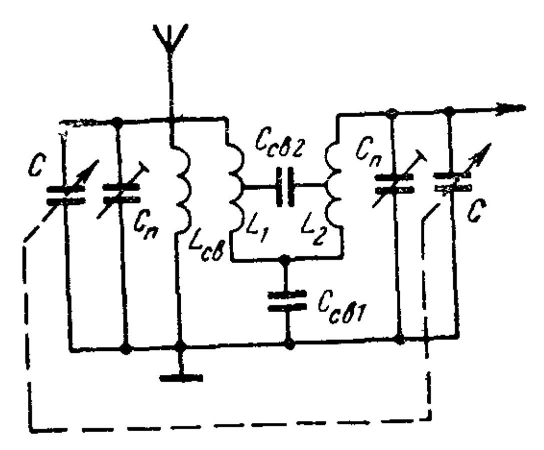


Рис. 38 Двухконтурное входное устройство.

Для получения постоянной полосы пропускания в полосовом перестраиваемом фильтре, каким является двухконтурное устройство, применяют комбинированную связь. Так, в схеме, показанной на рис. 38, применена двойная емкостная связь через емкости $C_{св1}$ и $C_{св2}$ (контур связан с антенной индуктивно).

Можно считать, что двухконтурное входное устройство обеспечивает такую же избирательность по зеркальному каналу, как обычное одноконтурное входное устройство плюс контур усилителя высокой частоты.

Как видно из схемы, изображенной на рис. 38, для двухконтурного входного устройства требуются два конденсатора переменной емкости, объединенные на одной оси. Если учесть, что на этой же оси должен быть еще конденсатор, работающий в контуре гетеродина, то, следовательно, в супергетеродинном приемнике без усилителя высокой частоты, но с двухконтурным входным устройством приходится применять строенный блок конденсаторов настройки (обычно в приемнике без усилителя высокой частоты можно обойтись сдвоенным блоком конденсаторов настройки).

В последние годы как в ламповых, так и особенно в транзисторных приемниках стали широко применять магнитные антенны (часто их называют ферритовыми). В транзисторных приемниках их устанавливают главным образом из-за их малых размеров. Кроме того (и во многих случаях это самое важное), магнитные антенны обладают хорошо выраженной направленностью. В осевом направлении они чувствительны к электромагнитным колебаниям в значительно большей степени, чем в направлении, перпендикулярном оси. Поэтому поворачивая антенну (или приемник вместе с антенной), можно «отстроиться» от мешающей радиостанции или источника помехи.

Магнитная антенна представляет собой ферритовый стержень

диаметром 6—8 и длиной 100—150 *мм*. В диапазоне длинных и средних волн магнитная проницаемость стержня антенны выбирается равной 400—600, а в диапазоне коротких волн 50—150. Катушки входного устройства размещают на стержне антенны.

Наиболее простая схема включения магнитной антенны показана на рис. 39, *а*. Однако более эффективно работает схема с неполным включением контура (рис. 39, *б*). Отвод делают от $^{1}/_{10}$—$^{1}/_{50}$ части витков контурной катушки (точное число витков рассчиты-

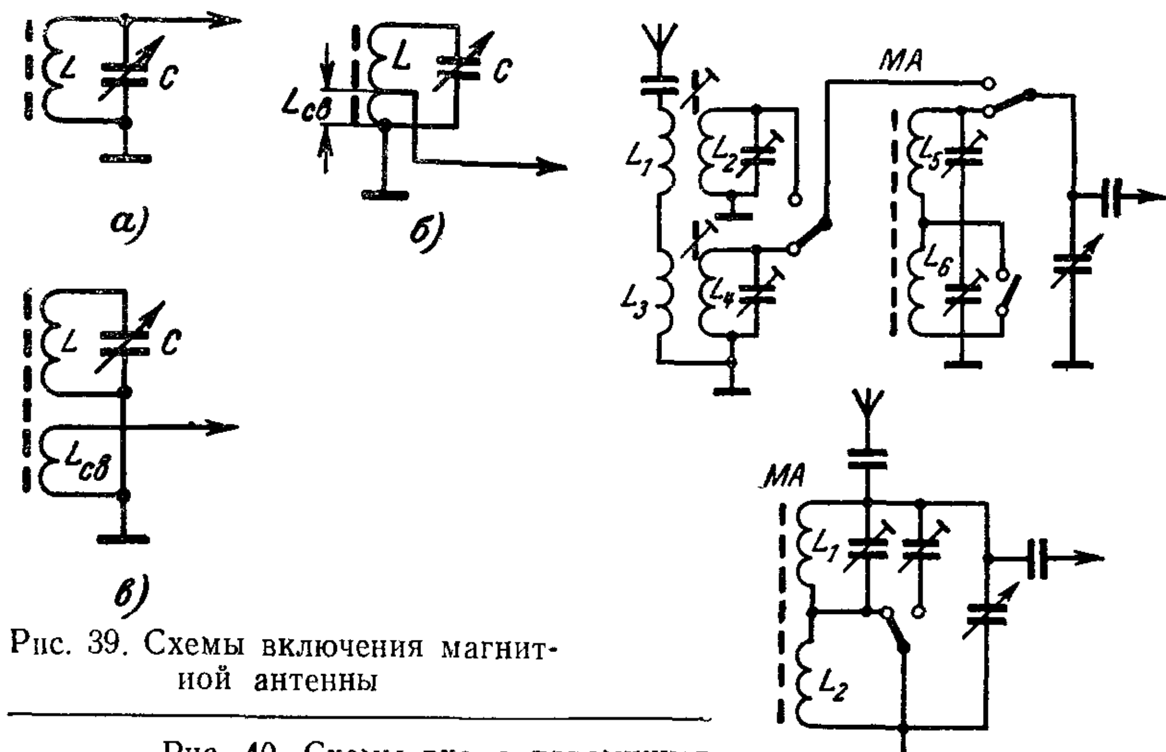


Рис. 39. Схемы включения магнитной антенны

Рис. 40. Схемы входа приемников с магнитной и обычной антеннами.

вается по допустимому уменьшению добротности контура и допустимой величине вносимой емкости). Еще лучше схема с индуктивной связью (рис 39, *в*). Она позволяет, изменяя взаимоиндуктивность между катушкой связи и контуром, опытным путем добиться наибольшего эффекта. Для этого катушку связи $L_{св}$ наматывают на бумажное кольцо, которое может передвигаться по стержню магнитной антенны. Число витков этой катушки в 10—50 раз меньше числа витков контурной катушки L. Коэффициент передачи такого входного устройства зависит от добротности контура LC, числа витков катушки $L_{св}$ и положения ее на стержне антенны по отношению к катушке L.

Кстати, в ламповых приемниках магнитная антенна обычно не является единственной, т. е. приемник может работать как от обычной внешней антенны, так и от магнитной, которая расположена в специальном приспособлении, позволяющем поворачивать ее. В этом случае в приемнике имеется переключатель антенн, а вход приемника выполнен по одной из схем, показанных на рис. 40

Входные устройства транзисторных приемников не имеют каких-либо принципиальных отличий от входных устройств ламповых приемников. Однако если входное устройство лампового приемника испытывало расстройку только из-за включения антенны, что одновременно снижало добротность входного контура, так как увеличи-

вались потери в контуре из-за влияния антенны, то в транзисторном приемнике при перестройке входного контура по мере увеличения частоты его эквивалентная добротность заметно изменяется из-за влияния входной цепи транзистора. Происходит это потому, что входное сопротивление транзистора с ростом частоты уменьшается и все значительнее шунтирует контур (в следующем разделе мы подробнее поговорим об этом). Естественно, при этом значительно ухудшаются избирательные свойства входного контура и подавление сигналов зеркального канала. Чтобы уменьшить это шунти-

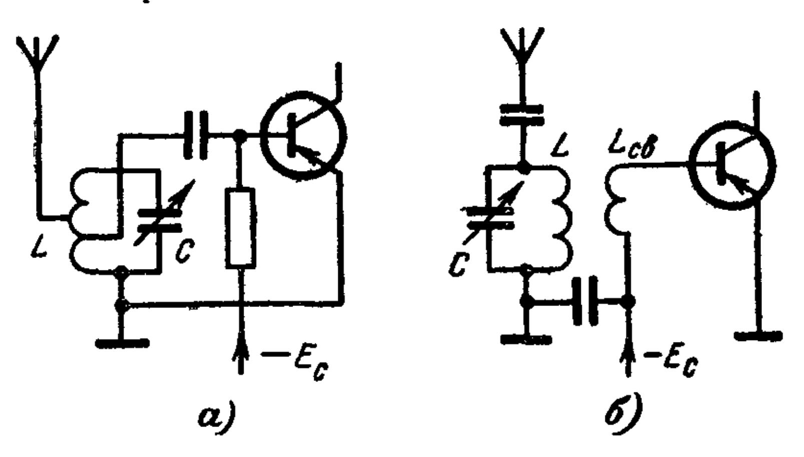


Рис. 41. Входные устройства транзисторных приемников.

рование контура входной цепью транзистора, применяют неполное включение контура, т. е. вход транзистора подключают лишь к части витков катушки индуктивности контура, или же индуктивную связь входа транзистора с контуром. Кроме того, в отдельных случаях коэффициент усиления транзистора заметно уменьшается при повышении частоты сигнала. Это приводит к необходимости конструировать входное устройство таким образом, чтобы его коэффициент передачи возрастал при повышении частоты в пределах диапазона.

Наиболее часто применяют автотрансформаторную схему подключения базы транзистора к контуру (рис. 41, *а*) и индуктивную схему связи базовой цепи с контуром (рис. 41, *б*). При налаживании автотрансформаторной схемы надо обращать особое внимание на подбор отношения числа витков катушки до отвода к полному числу витков. Если точку отвода выбирают из условия получения максимальной передачи мощности из контура в цепь базы транзистора, то добротность контура и, следовательно, его избирательные свойства заметно ухудшаются. Поэтому если избирательностью нельзя поступиться, то приходится брать меньшее число витков до отвода и тем самым уменьшать коэффициент передачи.

В схеме с индуктивной связью коэффициент связи между катушками L и $L_{св}$ должен быть близким к единице, так как при малой связи коэффициент передачи и чувствительность приемника будут низкими. Получить же большой коэффициент связи можно только в том случае, если катушки намотаны на каркасе с замкнутым магнитопроводом. Кроме того, при налаживании входного устройства с индуктивной связью надо иметь в виду, что цепь, состоящая из катушки $L_{св}$, емкости монтажа и входной цепи транзистора, пред-

ставляет собой колебательный контур, резонансная частота которого не должна находиться в пределах принимаемого диапазона, иначе это приведет к неравномерности коэффициента передачи по диапазону. Если же резонансная частота этого контура случайно совпадает с частотой мощной радиостанции (даже за пределами принимаемого диапазона), то эта радиостанция будет создавать очень сильную помеху.

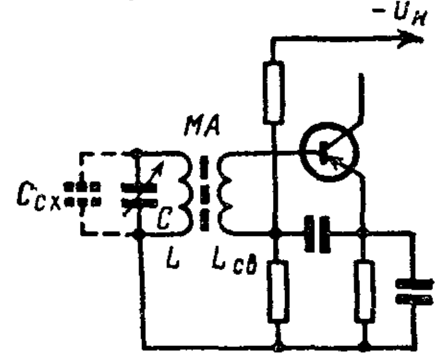


Рис. 42. Схема входного устройства с магнитной антенной и индуктивной связью с транзистором.

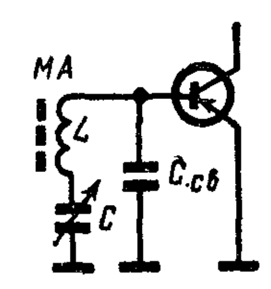


Рис. 43. Схема входного устройства с магнитной антенной и внутриемкостной связью контура с транзистором.

Раньше мы говорили, что добротность входного контура не может быть сколь угодно большой, так как чем выше его добротность, тем уже полоса пропускания и входной контур начинает «подрезать» высокочастотные составляющие спектра принимаемого сигнала, внося тем самым искажения. А во входном устройстве с магнитной антенной (рис. 42) эта истина на первый взгляд нарушается. Добротность антенного контура $Q_А$, состоящего из катушки L, конденсатора C, емкости схемы $C_{сх}$ и магнитного (ферритового) стержня, может быть какой угодно высокой и это не поведет обязательно к узкой полосе пропускания, так как эквивалентная добротность этого контура $Q_э$, которая собственно и определяет полосу пропускания входного устройства, зависит от величины связи этого контура с входом транзистора: чем больше связь, тем меньше $Q_э$ и шире полоса пропускания. Однако из этого не следует, что нет смысла применять добротность $Q_А$ высокой. Дело в том, что чем выше $Q_А$, тем выше коэффициент передачи входного устройства, тем лучше чувствительность приемника. А добротность $Q_А$ может быть высокой — ведь добротность катушки на ферритовом стержне достигает 150—200 и выше. Правда, собственная добротность антенного контура $Q_А$ всегда ниже добротности катушки на ферритовом стержне. Но все же величина $Q_А$ может достигать 110—150.

Иногда схему входного устройства с магнитной антенной упрощают, применяя внутреннюю связь контура с транзистором (рис. 43). В этой схеме элементом связи антенного контура с входом транзистора является конденсатор $C_{св}$ с параллельной подключенной входной емкостью транзистора $C_{вх}$. Неравномерность коэффициента передачи по диапазону в этой схеме больше, чем в предыдущей.

УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Как Вы уже знаете, избирательность супергетеродинного приемника по зеркальному каналу достигается применением высокочастотных колебательных контуров, включенных перед смесителем. Таким контуром является, например, входной, включенный на входе приемника. Однако один входной контур может обеспечить избирательность по этому каналу не более 10—20 дб (в зависимости от добротности). Это небольшая избирательность, и чтобы ее увеличить, в приемники часто включают резонансный усилитель высокой частоты; тогда между антенной и входом смесителя оказываются включенными уже два колебательных контура.

Но необходимость введения в схему приемника усилителя высокой частоты вызвана не только желанием повысить избирательность по зеркальному каналу.

Если бы чувствительность приемника определялась только усилением по промежуточной частоте, то усилитель промежуточной частоты высокочувствительных приемников пришлось бы делать с очень большим усилением. А это привело бы к неустойчивой его работе: усилитель с большим числом каскадов легко самовозбуждается. Поэтому с точки зрения устойчивости работы желательно разделить усиление приемника между усилителем промежуточной частоты и усилителем высокой (принимаемой) частоты.

Но дело не только в этом Преобразователь частоты обладает повышенным уровнем внутренних шумов по сравнению с усилительными каскадами При приеме слабых сигналов уровень внутренних шумов может оказаться соизмеримым с уровнем сигнала принимаемой радиостанции и прием будет очень затруднен, а прием сигналов, уровень которых меньше уровня шумов, вообще невозможен. И тут не поможет усилитель промежуточной частоты — ведь он одновременно будет усиливать и полезный сигнал, и шумы преобразователя. Поэтому как бы ни увеличивали усиление по промежуточной частоте, чувствительность приемника практически не возрастет, хотя при отсутствии шумов он становился бы более чувствительным.

Чтобы увеличить фактическую (реальную) чувствительность приемника, определяемую с учетом влияния шумов, надо увеличить уровень принимаемого сигнала по сравнению с уровнем шумов преобразователя. А это может сделать только усилитель высокой частоты, включенный до преобразователя. Конечно, усилитель высокой частоты тоже «шумит», но уровень его шумов значительно меньше, чем у преобразователя.

Вот те соображения, которые говорят о необходимости применения в супергетеродинном приемнике усилителя высокой частоты, хотя на первый взгляд он и не кажется обязательным.

В радиовещательных приемниках, работающих на длинноволновом, средневолновом и коротковолновом диапазонах, наиболее часто применяют следующие схемы каскадов усилителей высокой частоты: апериодическую (т. е. без резонансного контура), схему усилителя с непосредственным включением контура, схему с автотрансформаторным включением контура и схему с трансформаторным включением контура.

Апериодический каскад (рис. 44) не обладает резонансными свойствами и не имеет поэтому избирательности; его включают в схему приемника только для усиления принимаемого сигнала и улуч-

шения отношения сигнал/шум. Коэффициент усиления апериодического каскада определяется по формуле

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = SR_{\text{а}}.$$

Коэффициент усиления тем больше, чем больше крутизна характеристики лампы S и сопротивление анодной нагрузки $R_{\text{а}}$. Поэтому в таком усилителе используются пентоды с высокой крутизной характеристики, иапример 6Ж4, 6К4П, 6Ж5П. Апериодический каскад,

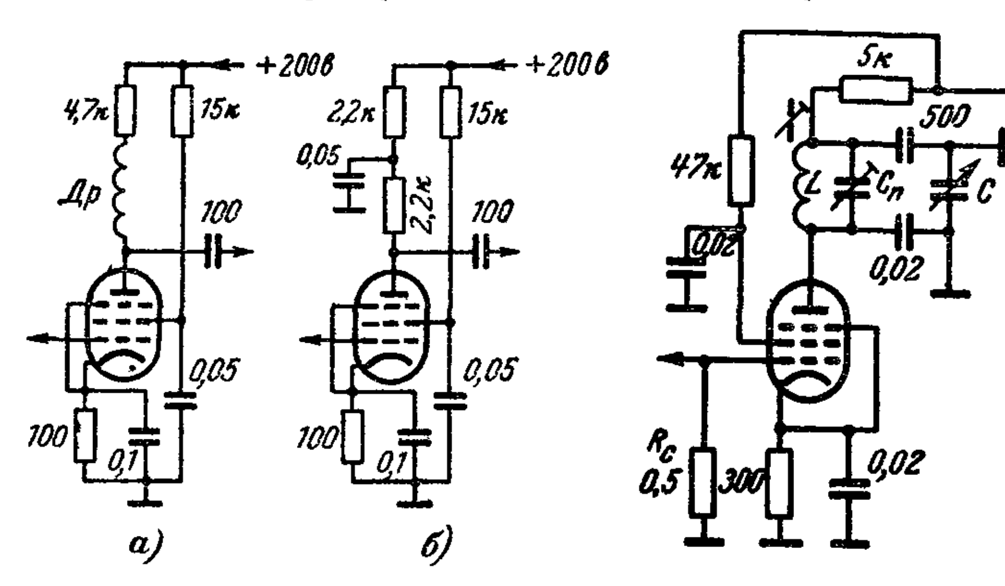


Рис 44. Схемы апериодического усилителя высокой частоты на пентоде.

Рис. 45. Схема усилителя высокой частоты с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы.

работающий на этих лампах, имеет коэффициент усиления 15—25 на длинноволновом и средневолновом диапазонах и 5—8 на коротковолновом, причем каскад, работающий по схеме, показанной на рис 44, *а*, дает более равномерное усиление по диапазону, чем каскад без высокочастотного дросселя (рис. 44, *б*).

Ненастраиваемый апериодический усилитель высокой частоты обычно примеияют только в простых прнемниках или в тех случаях, когда ие хотят увеличивать число секций блока переменных конденсаторов настройки. Однако в большиистве случаев при введении в схему приемника усилителя высокой частоты имеют в виду не только усиление принимаемого сигнала, но н повышение избирательности приемника. Для этого в каскад усилителя включают иастраиваемый колебательный контур. Одна из возможных схем такого усилителя показана на рис. 45. Это так называемая схема усилителя высокой частоты с иепосредственным включением контура в аиодиую цепь лампы — наиболее простая схема резонансного усилителя. Такой усилитель дает наибольшее усиление. Коэффициент усиления каскада усилителя выражается формулой

$$K = R_{\text{рез}}\, S = 2\pi f L Q_{\text{э}}\, S,$$

где f — частота, иа которой определяется коэффициент усилеиия (обычно величину K определяют на крайних частотах диапазона),

Мгц, L — индуктивность контура, *мкгн*, $Q_{\text{э}}$ — эквивалентная добротность контура с учетом шунтирующего действия лампы и резистора R_c; обычно $Q_{\text{э}}$ равна $(0{,}7 \div 0{,}8)\,Q$; S — крутизна характеристики лампы, *а/в*

Для нормальной работы усилителя коэффициент его усиления ие должен превышать определенного значения (коэффициента устойчивого усиления $K_{\text{уст}}$), в протнвном случае усилитель начнет само-

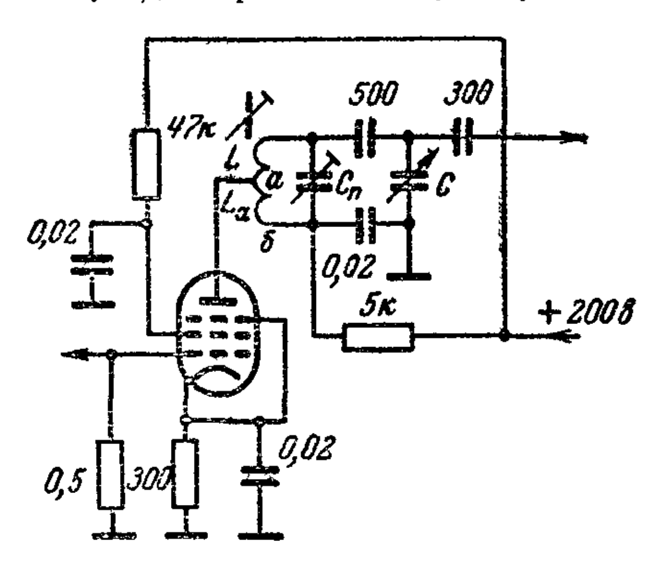


Рис 46 Схема усилителя высокой частоты с автотрансформаторной связью.

возбуждаться Допустимое значение этого коэффициента определяется по формуле

$$K_{\text{уст}} = (0{,}45 \div 0{,}63)\sqrt{\frac{S}{2\pi f C_{\text{с а}}}}\cdot 10^3,$$

где f — максимальная частота диапазона, *Мгц*, $C_{\text{с а}}$ — емкость между сеткой и анодом лампы, *пф*, S — в *ма/в*

Если коэффициент усиления, рассчитаниый по формуле $K = 2\pi f L Q S$, получается больше величины $K_{\text{уст}}$, то для обеспечения устойчивости усилителя надо либо умеиьшить усиление каскада, изменив режим лампы (например, уменьшив напряжение на экранирующей сетке), либо применить другую схему усилителя высокой частоты, например схему с автотрансформаторной связью (рис. 46), которая более устойчива в работе. В этой схеме в анодную цепь лампы включается не вся контурная катушка, а лишь часть ее витков (0,5—0,7 общего числа витков), благодаря чему можно подобрать наивыгоднейшую связь контура с лампой, при которой усилитель, давая достаточно большое усиление, обладает высокой избирательностью и устойчив в работе Коэффициент усиления этого каскада выражается той же формулой, что и для каскада с непосредственным включением контура, но с добавлением коэффициента $P = L_{\text{а}}/L$, характеризующего степень связи контура с лампой ($P \leqslant 1$)·

$$K = R_{\text{рез}}\, SP = 2\pi f L Q_{\text{э}}\, SP.$$

Практически коэффициент связи показывает отиошение числа

витков части катушки $L_а$, включенной между точками *а* и *б*, к числу витков всей катушки L

Индуктивность катушки контура и емкость подстроечного конденсатора в схемах на рис. 45 и 46 подсчитывают по тем же формулам, по которым рассчитывают эти элементы входного контура. Это же относится к расчету избирательности каскада.

Говоря о входных устройствах, мы обращали большое внимание на постоянство коэффициента передачи. В самом деле, от этого коэффициента во многом зависит постоянство чувствительности приемника по диапазону. В усилителях высокой частоты в качестве параметра, аналогичного коэффициенту передачи входной цепи, выступает коэффициент усиления; желательно, чтобы он изменялся по диапазону незначительно. Но, как следует из приведенных выше формул, коэффициент усиления возрастает с увеличением частоты из-за увеличения резонансного сопротивления контура. При переходе на более высокочастотный диапазон включается другой контур, с меньшим резонансным сопротивлением ($R_{рез}=Q/2\pi fC$), что приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада и соответствующему уменьшению чувствительности приемника. Особенно резкое изменение коэффициента усиления происходит в схеме с непосредственным включением контура. Схема же с автотрансформаторным включением контура позволяет выровнять коэффициенты усиления каскада на различных диапазонах путем уменьшения связи контура с лампой при работе на низкочастотном диапазоне.

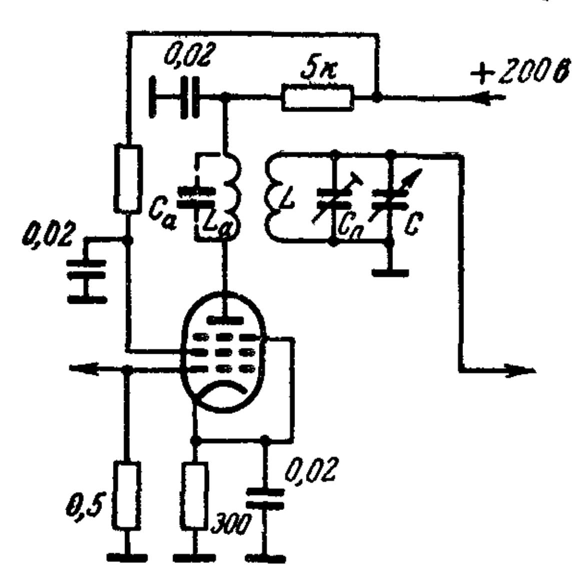


Рис. 47. Схема усилителя высокой частоты с трансформаторным включением контура.

Еще бо́льшими возможностями в этом отношении обладает схема с трансформаторным включением контура (рис. 47). Эта схема дает также более равномерное усиление по диапазону. Контур $L_аC_а$ в анодной цепи лампы должен быть настроен на частоту, в 2—3 раза меньшую, чем минимальная рабочая частота данного диапазона. Роль емкости анодного контура обычно выполняют выходная емкость лампы и собственная емкость контурной катушки $L_а$, но иногда на длинноволновом диапазоне параллельно этой катушке подключают еще конденсатор емкостью 10—30 *пф*

Коэффициент усиления каскада с трансформаторным включением контура выражается такой же формулой, как и коэффициент усиления каскада, работающего по схеме с автотрансформаторным включением контура, но в этой схеме коэффициент связи $P=M/L$, где M — взаимоиндукция между катушками $L_а$ и L. Связь между катушками обычно выбирают такой, чтобы добротность контура из-за влияния лампы уменьшалась не более чем на 20%. На практике наивыгоднейшую связь между катушками $L_а$ и L подбирают практически в процессе налаживания.

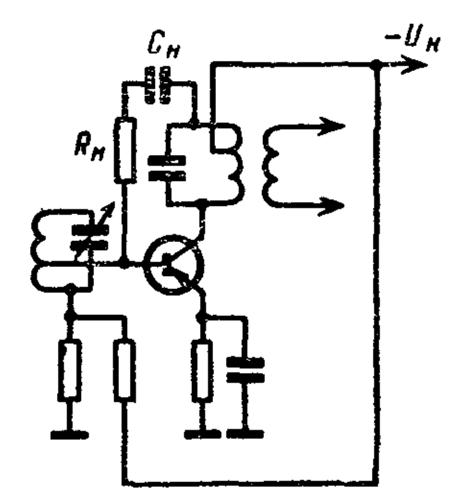
Коэффициент устойчивого усиления можно вычислить по формуле, приведенной для схемы с непосредственным включением контура. Расчет же индуктивности катушек $L_а$ и L, а также элементов настраиваемого колебательного контура производят по обычным формулам. Это же относится к расчету избирательности.

Схемы транзисторных усилителей высокой частоты в принципе не отличаются от ламповых, но имеют свои специфические особенности. При проектировании транзисторного усилителя высокой частоты очень большое значение имеет выбор типа связи колебательных контуров с входной и выходной цепями транзистора. Эта связь может выполняться по трансформаторной (индуктивной), автотрансформаторной и емкостной схемам. Она должна обеспечить согласование сравнительного большого выходного сопротивления каскада с низким входным сопротивлением последующего каскада и ослабление шунтирующего действия малых выходного и входного сопротивлений транзисторов на избирательную систему — проще говоря, не дать транзисторам сильно шунтировать контур и тем самым снизить его избирательные свойства. И надо подобрать оптимальную величину связи, при которой, с одной стороны, избирательные свойства контуров удовлетворяют требованиям необходимой избирательности, а с другой — каскад обладает необходимым усилением (ведь чем слабее связь транзистора с контуром, тем меньше он шунтирует его, но тем меньше и усиление каскада). Кроме того, необходимо обеспечить устойчивую работу транзисторного усилителя. Дело в том, что из-за наличия сильной внутренней связи в транзисторах транзисторные усилители весьма склонны к самовозбуждению, причем тем охотнее, чем выше коэффициент усиления каскада, и чтобы уберечь каскад от возбуждения приходится сильно снижать его усиление Это, конечно, невыгодно и в течение последних 10—15 лет интенсивного применения транзисторов были выработаны различные способы борьбы с этим «недугом» транзисторных усилителей. Раньше, например, широко применялась нейтрализация внутренней обратной связи транзистора. Сущность такой нейтрализации заключалась в следующем в каскаде создавалась цепь новой обратной связи, но противоположной по знаку существующей. Такая цепь на рис. 48 обозначена $R_нC_н$ Как видите, схема нейтрализации весьма проста, однако практически ее осуществить не так просто, главным образом потому, что при налаживании приходится тщательно подбирать величины $R_н$ и $C_н$ (кстати, часто достаточно в цепь нейтрализации включить только конденсатор $C_н$); в основном это связано со значительным разбросом параметров транзисторов и зависимостью их от температуры. Чтобы избежать необходимости такого подбора в каждом экземпляре приемника, приходилось индивидуально отбраковывать транзисторы и применять сложные схемы «температурной» стабилизации положения рабочей точки транзистора, что усложняло приемники. Поэтому старались отказаться от нейтрализации и стали применять каскодную схему, представляющую собой сочетание схемы с общим эмиттером и схемы с общей базой (рис. 49). В такой схеме внутренняя обратная связь на 2—3 порядка слабее, чем в каскаде по схеме с общим эмиттером. Поэтому каскодная схема позволяет получить в 10—20 раз более высокий устойчивый коэффициент усиления, чем каскад, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Но каскодная схема требует двух транзисторов, и в этом ее недостаток.

В последнее время положение упростилось Это произошло пого-

му, что современные высокочастотные транзисторы имеют очень высокие граничные частоты. В связи с этим на рабочей частоте, которая в десятки раз меньше граничной частоты, усиление оказывается большим и устойчивым и можно отказаться от применения как нейтрализации, так и каскодного включения транзисторов.

Надо заметить, что можно применять и апериодический транзисторный усилитель высокой частоты (рис. 50, *а*). Напряжение высокой частоты в части контурной катушки L_1, намотанной на стержне ферритовой антенны, подводится к базе транзистора (можно ис-



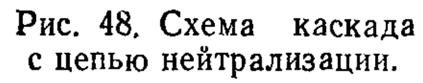


Рис. 48. Схема каскада с цепью нейтрализации.

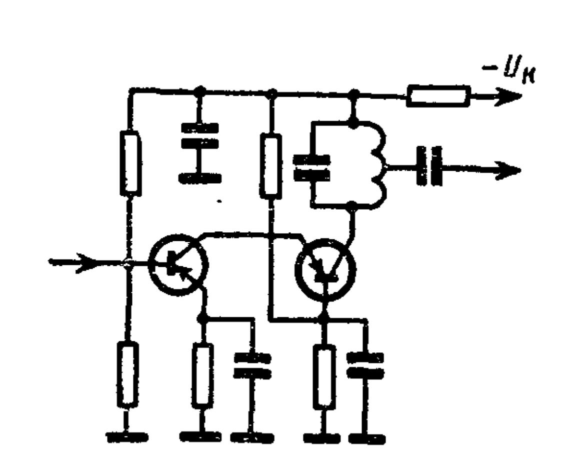


Рис. 49. Каскодная схема каскада.

пользовать, например, высокочастотные транзисторы П402, П403, П423, ГТ309, ГТ310, ГТ322 и др.). Коэффициент усиления такого каскада в диапазоне длинных и средних волн составляет 15—30.

Схема дроссельного каскада транзисторного апериодического усилителя показана на рис. 50, *б*. Дроссель намотан на тороидальном сердечнике из феррита с магнитной проницаемостью порядка 1 000. Диаметр сердечника 7—10 *мм*; индуктивность дросселя 2—5 *мгн*.

Однако наиболее часто применяются схемы резонансных транзисторных усилителей высокой частоты. Схема с двойной автотрансформаторной связью показана на рис. 51, *а*. Коэффициенты включения контура выбирают такими, чтобы на нижней частоте диапазона обеспечить заданную полосу пропускания (на частоте $f_{мин}$ добротность контура максимальна и, следовательно, он обладает наименьшей полосой пропускания), а на верхней частоте диапазона — необходимую избирательность по симметричному каналу, так как на этой частоте добротность контура минимальна и его избирательные свойства наихудшие.

Выбор соответствующих коэффициентов включения входа и выхода транзистора позволяет получить необходимую эквивалентную добротность за счет изменения степени шунтирования контура входным и выходным сопротивлениями транзисторов.

Подбирая эти коэффициенты включения на каждом диапазоне, можно добиться одинаковых величины коэффициента усиления и характера его изменения по диапазонам. Относительная расстройка контура входной и выходной емкостями транзисторов не зависит от величины коэффициентов включения, так как при увеличении связи

контура с транзистором вносимая расстройка компенсируется одновременным расширением полосы пропускания из-за снижения добротности контура вносимым активным сопротивлением.

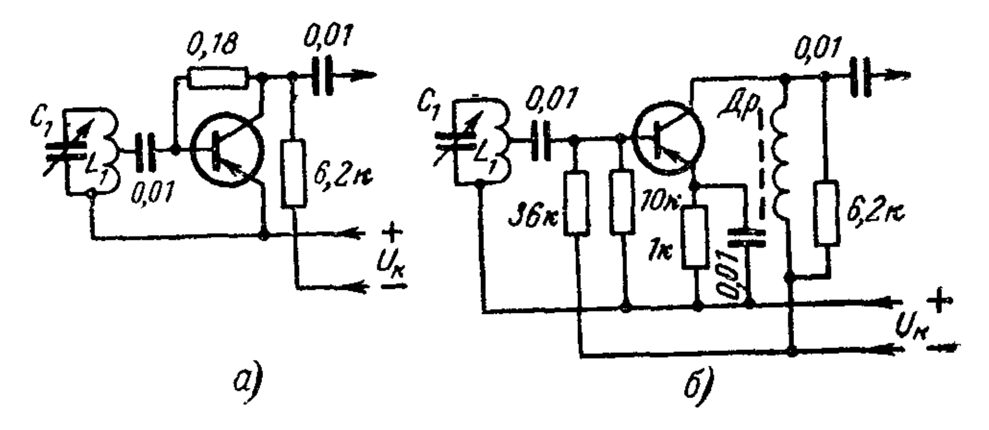


Рис. 50. Схемы апериодического транзисторного усилителя высокой частоты.

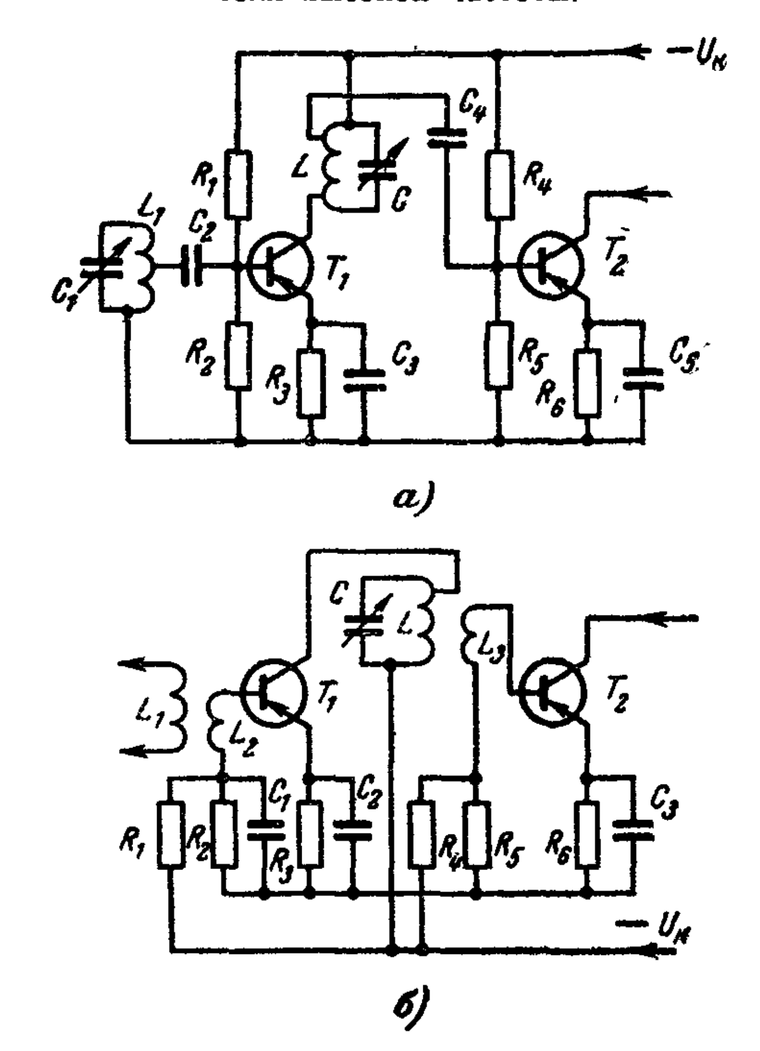


Рис. 51. Транзисторные усилители высокой частоты.

На рис. 51, *б* показана схема усилителя с трансформаторной связью, причем коллектор транзистора подключен к части витков контура. Благодаря индуктивной связи второго транзистора с кон-

туром резисторы R_4 и R_5 делителя в цепи базы не шунтируют колебательный контур.

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Это «самый главный усилитель» супергетеродина — ведь он обеспечивает нужную избирательность по соседнему каналу и создает основное усиление сигналов принимаемой радиостанции. Собственно говоря, усилитель промежуточной частоты (УПЧ) принципиально не отличается от усилителя высокой частоты — это тоже усилитель радиочастоты (ведь частота 465 кгц «расположена» между длинноволновым и средневолновым диапазонами) и он может быть выполнен по тем же схемам. Но тот факт, что усилитель промежуточной частоты работает на фиксированной частоте, т. е. что настройка его контуров неизменна, позволяет применить в нем полосовые фильтры и тем самым обеспечить очень высокую избирательность по соседнему каналу при необходимой полосе пропускания.

Как Вы помните, полосовые фильтры обладают П образной резонансной характеристикой. Именно качеством и настройкой этих элементов усилителя определяется избирательность приемника по соседнему каналу. Поэтому рассмотрим эти вопросы подробно.

Полосовой фильтр, т. е. система контуров, пропускающая сигналы только в определенной полосе частот, в простейшем случае состоит из двух индуктивно связанных колебательных контуров L_1C_1 и L_2C_2 (рис. 52). Форма резонансной характеристики такого фильтра, как уже говорилось, зависит от добротности каждого из контуров и взаимоиндукции между катушками. Чем больше взаимоиндукция, т. е. чем больше связь между контурами, тем шире полоса пропускания. Если связь превысит критическую, форма частотной характеристики фильтра станет двугорбой.

Частотные характеристики полосового фильтра при различных связях показаны на рис. 53. Вглядитесь внимательнее: на рисунке изображены только правые половины характеристик — ведь частотная характеристика фильтра обычно симметрична относительно номинальной промежуточной частоты $f_п$. Правда, по осям этого графика отложены необычные величины. По вертикальной оси отложено ослабление, создаваемое фильтром на данной частоте по сравнению со случаем прохождения через фильтр сигнала на частоте $f_п$. Это ослабление выражено двояко: в относительных единицах — на правой стороне графика, и в децибелах — на левой стороне графика. По горизонтальной оси отложен «частотный параметр», но не просто частота, а так называемая обобщенная расстройка

$$X = \frac{2\Delta f}{f_п} Q,$$

которая, как это видно из формулы, связывает обычную расстройку Δf, т. е. отклонение фактической промежуточной частоты f от номинальной промежуточной частоты $f_п$, с добротностью контуров фильтра Q. Но для начала отнеситесь к графикам на рис. 53 проще: считайте, что по вертикальной оси отложено ослабление сигнала при отклонении его частоты от значения номинальной промежуточной частоты $f_п$, а по горизонтальной оси — величины этого отклонения.

Давайте разберемся в кривых этого графика. Величина связи между контурами фильтра на графике выражена параметром $\eta = K_{св}Q$, где $K_{св}$ — коэффициент связи контуров. При $\eta = 1$ связь критическая. При такой связи частотная характеристика еще имеет

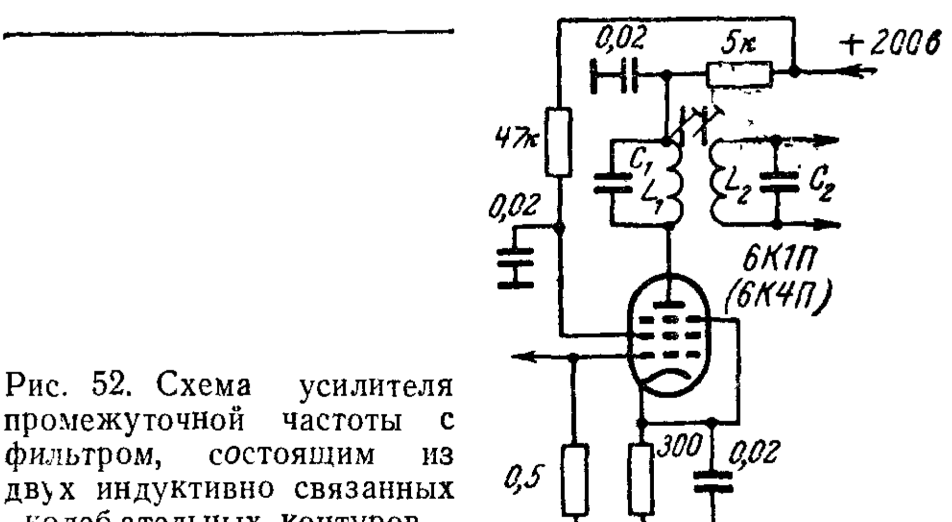


Рис. 52. Схема усилителя промежуточной частоты с фильтром, состоящим из двух индуктивно связанных колебательных контуров.

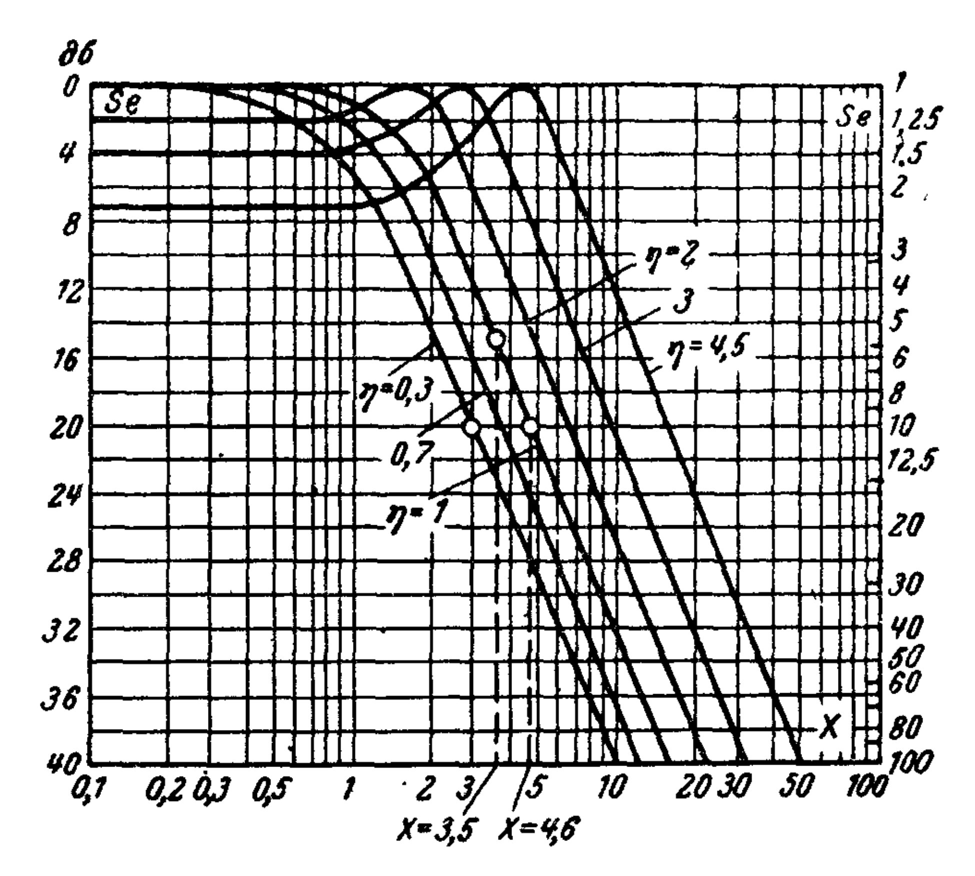


Рис. 53. Резонансные характеристики двухконтурного полосового фильтра при различных связях между контурами.

одновершинную форму, но при более сильной связи появляются уже две вершины. Таким образом, при $\eta \leqslant 1$ резонансные характеристики фильтра имеют одну, а при $\eta > 1$ — две вершины.

Какая же форма лучше — одновершинная или двухвершинная? Это зависит от необходимой полосы пропускания. Если она не пре-

вышает 6—10 *кгц*, то обычно выбирают связь, равную критической или несколько меньше критической и резонансная характеристика фильтра имеет один максимум. Для более широкой полосы пропускания приходится применять связь выше критической, например $\eta=1{,}4\div1{,}6$. Как видно из графика, резонансная характеристика при такой связи имеет два небольших горба с незначительной впадиной между ними. По мере увеличения связи полоса пропускания расширяется, горбы отодвигаются один от другого, а впадина между ними углубляется.

Теперь посмотрим, как, пользуясь графиком на рис. 53, определить добротность контуров фильтра промежуточной частоты и связь между контурами, необходимые для вычисления заданной избирательности приемника по соседнему каналу при определенной полосе пропускания. Предположим, что избирательность приемника по соседнему каналу должна быть 60 *дб*. Такой приемник обычно имеет двухкаскадный усилитель промежуточной частоты, поэтому избирательность 60 *дб* должна обеспечиваться тремя фильтрами промежуточной частоты: одним — на выходе преобразователя и двумя — в каскадах усилителя. Будем считать, что все фильтры равноценны, поэтому каждый фильтр должен обеспечить ослабление

$$Se=\frac{Se_{\text{общ}}}{n}=\frac{60}{3}=20\ \partial б,$$

где n — количество фильтров промежуточной частоты ($n=3$).

Для начала примем связь между катушками фильтра равной критической, т. е. $\eta=1$. Найдем на рис. 53 кривую, соответствующую критической связи, и отыщем на этой кривой точку, соответствующую необходимому ослаблению $Se=20$ *дб*. Из этой точки опустим на горизонтальную ось перпендикуляр и определим величину обобщенной расстройки $X=4{,}6$. Теперь можно определить необходимую величину добротности контуров фильтра:

$$Q=\frac{Xf_{\text{п}}}{2F_{\text{в}}}=\frac{4{,}6\cdot465}{2\cdot5}=214,$$

где $F_{\text{в}}$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, которую для нашего приемника примем равной 5 *кгц*.

Итак, расчет показывает, что для получения необходимой избирательности по соседнему каналу при двухкаскадном усилителе промежуточной частоты и высшей частоте модуляции 5 *кгц* контуры фильтра при критической связи должны обладать добротностью около 214. Можно ли в действительности получить контуры с такой добротностью?

Контуры с катушками, намотанными одножильным проводом на картонных каркасах без высокочастотных сердечников, имеют добротность $Q=20\div30$. Контуры с катушками, намотанными многожильным высокочастотным проводом (литцендратом) на полистироловых или пластмассовых каркасах с магнитоэлектрическими сердечниками, имеют добротность $Q=30\div80$. Контуры, имеющие катушки с замкнутой магнитной системой из магнитодиэлектрика, т. е. намотанные одножильным или многожильным проводом и заключенные в броневые сердечники, имеют добротность $Q=80\div220$. Таким образом, в нашем случае придется применить очень хорошие контуры с броневыми сердечниками.

А как быть, если нет таких контуров? Скажем, вы рассчитываете построить приемник, имея фильтры промежуточной частоты с добротностью около 140. Тут могут быть два решения

Можно увеличить количество каскадов усилителя промежуточной частоты, а следовательно, увеличить число фильтров промежуточной частоты. Тогда ослабление, приходящееся на долю каждого фильтра, уменьшится. Например, в нашем случае при $n=4$ необходимое ослабление на один фильтр будет равно $Se=60:4=15$ *дб* и добротность контуров фильтра может быть уменьшена до

$$Q=\frac{3{,}5\cdot465}{2\cdot5}=163 \text{ при } X=3{,}5 \text{ (рис. 53)}.$$

Но все же и это большая добротность, поэтому придется сделать четырехкаскадный усилитель промежуточной частоты. Однако нельзя беспредельно увеличивать число каскадов промежуточной частоты; даже три каскада — это уже много, усилитель может работать неустойчиво или самовозбуждаться; четыре каскада вообще применяют очень редко. Поэтому попытаемся найти другой способ получения заданной избирательности при необходимой полосе пропускания: изменим связь между катушками фильтра, т. е. будем вести расчет по другой кривой η. Чтобы не гадать, какую кривую выбрать, поступим следующим образом. Определим допустимую при наших контурах с добротностью 140 величину обобщенной расстройки:

$$X_{\text{д}}=Q\frac{2F_{\text{в}}}{f_{\text{п}}}=140\cdot\frac{2\cdot5}{465}=3.$$

Отложим эту величину обобщенной расстройки по горизонтальной оси графика (рис. 53) и проведем из этой точки вертикальную прямую до пересечения с горизонтальной прямой, соответствующей заданному ослаблению на один фильтр 20 *дб*. Точка пересечения этих прямых приходится на кривую, соответствующую $\eta=0{,}3$. Но следует иметь в виду, что при такой слабой связи коэффициент усиления каскада будет малым и, возможно, окажется, что для получения нужной чувствительности приемника не хватит усиления двухкаскадного усилителя промежуточной частоты Поэтому, если не увеличивать число каскадов усилителя, надо применить в фильтрах контуры с большей добротностью или снизить требования к избирательности по соседнему каналу.

Хорошие супергетеродинные приемники имеют переменную полосу пропускания по промежуточной частоте. Дело в том, что в вечерние и ночные часы, когда число радиостанций возрастает и прохождение радиоволн улучшается, полосу пропускания желательно сузить, чтобы повысить избирательность по соседнему каналу и избавиться от мешающих сигналов соседних станций: при узкой полосе меньше мешают соседние радиостанции, которые при широкой полосе хотя и ослаблены, но все же они создают значительные (по сравнению со слабым сигналом полезной радиостанции) помехи и заглушают прием. Кроме того, узкая полоса пропускания приемника желательна и в случае приема далекой или слабой станции для уменьшения помех от соседних станций. Но в дневные часы или при приеме мощной и близкой радиостанции полосу пропускания желательно расширить даже более 10 *кгц*, чтобы улучшить качество приема. Вот из этих соображений и применяют фильтры промежуточной частоты с регулируемой полосой пропускания.

Регулировку полосы осуществляют путем изменения связи между катушками фильтра. Добротность катушек таких фильтров выбирают по узкой полосе пропускания. Для этого фильтры рассчитывают на наименьшую верхнюю частоту полосы пропускания $F_{в\ мин} = 3 \div 4$ *кгц*, выбирая одновершинную кривую с возможно меньшим параметром связи η, но с учетом того, что при такой связи усилитель промежуточной частоты обеспечит необходимое усиление. По мере увеличения связи полоса пропускания фильтра расширяется, а после $\eta = 1$ резонансная характеристика становится двухвершинной. Однако при увеличении связи между катушками увеличивается глубина впадины между горбами, что означает неравномерность усиления в пределах полосы пропускания. Поэтому глубина впадины не должна превышать значения, при котором неравномерность усиления в пределах полосы пропускания превышает 2 *дб*.

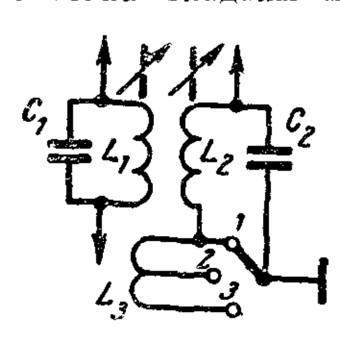


Рис. 54. Схема регулировки полосы пропускания фильтра промежуточной частоты путем включения дополнительной катушки.

А как же изменять связь между катушками на практике? Самый простой и лучший способ — изменять расстояние между катушками. Раздвинуты катушки — связь мала, сдвинуты — связь сделалась больше, причем достоинство этого способа в том, что связь можно изменять плавно от минимального до максимального значения. Однако этот «самый простой» способ на деле далеко не прост и не всегда можно осуществить такое взаимное перемещение катушек фильтра, особенно в малогабаритных приемниках. Поэтому часто применяют ступенчатую рагулировку связи путем включения витков дополнительной катушки L_3 (рис. 54), которая состоит из нескольких витков и наматывается рядом с катушкой L_1. При установке переключателя в положение *1* катушка L_3 отключена и полоса пропускания определяется только связью между катушками L_1 и L_2 При установке переключателя в положение *2* катушка L_3 включается последовательно с катушкой L_2 и полоса пропускания расширяется благодаря увеличению связи между контурами фильтра. Включение катушки L_3 во второй контур практически не влияет на его настройку, так как индуктивность L_3 много меньше L_2. Наконец, при установке переключателя в положение *3* полоса пропускания еще больше расширяется за счет дальнейшего увеличения связи.

Несколько слов о выборе емкостей конденсаторов C_1 и C_2 в контурах фильтров промежуточной частоты (см. рис. 52). Чем меньше емкости этих конденсаторов, тем больше резонансное сопротивление контура $R_{рез} = L/CR$, тем больше усиление каскада. Однако выбирать емкость этих конденсаторов очень малой нельзя, так как это может привести к неустойчивой работе усилителя (ввиду очень большого усиления), причем усилитель может и не самовозбуждаться, но форма его резонансной кривой будет заметно изменяться при колебаниях напряжения питания, смене ламп или транзисторов и т. п. Поэтому при выборе емкостей контуров полосовых фильтров приходится находить компромиссное решение, при котором усилитель сохраняет требуемое постоянство частотной характеристики и одновременно дает достаточное усиление. В усилителях промежуточной частоты ламповых радиовещательных приемников с полосой пропускания 8—10 *кгц* емкость этих конденсаторов выбирают в пределах 150—200 *пф*. Кстати, с точки зрения получения максимального устойчивого усиления емкость этих конденсаторов должна быть не менее величины

$$C \geqslant 2Q \cdot 10^{-9} \sqrt{\frac{SC_{пр}}{2\pi f_{п}}},\ пф,$$

где $C_{пр}$ — емкость участка сетка—анод, *пф*; $f_{п}$ — в *кгц*; S — в *ма/в*.

Наконец, остается подсчитать коэффициент усиления каскада:

$$K = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SR_{рез},$$

где $R_{рез} = Q\sqrt{\frac{L}{C}}$ — резонансное сопротивление контура, *ом*; S — в *а/в*; L — в *мкгн*; C — емкость конденсаторов C_1 и C_2 (см. рис. 52), *мкф*.

Как видите, в выражение для коэффициента усиления входит параметр связи η, причем чем меньше η, тем меньше усиление.

Общий коэффициент усиления усилителя промежуточной частоты

$$K_{общ} = K^n,$$

где n — число каскадов; K — коэффициент усиления одного каскада.

Таблица 7

Емкость конденсатора в контуре фильтра, *пф*	Индуктивность, *мкгн*	Число витков	Марка и диаметр провода	
			ПЭЛШО	ПЭВ
Катушки с карбонильными сердечниками СЦР				
120	1 000	3×100	0,12	0,15
200	600	3×75	0,15	0,18
510	240	3×50	0,23	0,27
Катушки с броневыми карбонильными сердечниками СБ-1а				
120	1 000	3×70	0,12	0,15
200	600	3×55	0,12	0,15
510	240	3×35	0,12	0,15
1 000	123	63	—	0,1
1 500	82	53	—	0,1
1 000*	123	68	—	0,1
1 500*	82	56	—	0,1
Катушки с ферритовыми сердечниками (см. рис. 26)				
120	1 000	2×100	—	0,1
200	600	2×80	—	0,1
510	240	2×50	0,1	0,1

Примечание. Относительно конструкции каркасов катушек см. рис. 25 и 26.

* При использовании броневого ферритового (Ф-600) сердечника $d = 8,6$ *мм*.

В табл. 7 приведены данные катушек индуктивности полосовых фильтров промежуточной частоты.

В большинстве случаев фильтры промежуточной частоты выполняются двухконтурными Но существуют и другие фильтры с более совершенной П-образной характеристикой. В последнее время широкое распространение, особенно в транзисторных приемниках, получили так называемые фильтры сосредоточенной селекции, которые обладают столь высокой избирательностью по соседнему каналу, что если один такой фильтр включить на входе усилителя (на выходе преобразователя частоты), то усилитель промежуточной частоты может выполнять только функции усиления, т. е. быть апериодическим или состоять из нескольких каскадов с одиночными контурами, настроенными на промежуточную частоту (такие каскады похожи на усилитель высокой частоты с непосредственным или автотрансформаторным включением контура). Хочу подчеркнуть, что это очень хорошо, когда на входе усилителя промежуточной частоты установлен фильтр с такой высокой избирательностью. Ведь в обычном усилителе промежуточной частоты частотоизбирательные элементы, или, проще говоря, фильтры промежуточной частоты, распределены по каскадам усилителя равномерно. Поэтому первый каскад усиливает не только полезные сигналы, но и сигналы мешающих радиостанций. Полезный сигнал и помехи, взаимодействуя вызывают искажения. Если же на входе усилителя включен фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), то мешающие сигналы попадают в усилитель резко ослабленными и искажения значительно уменьшаются.

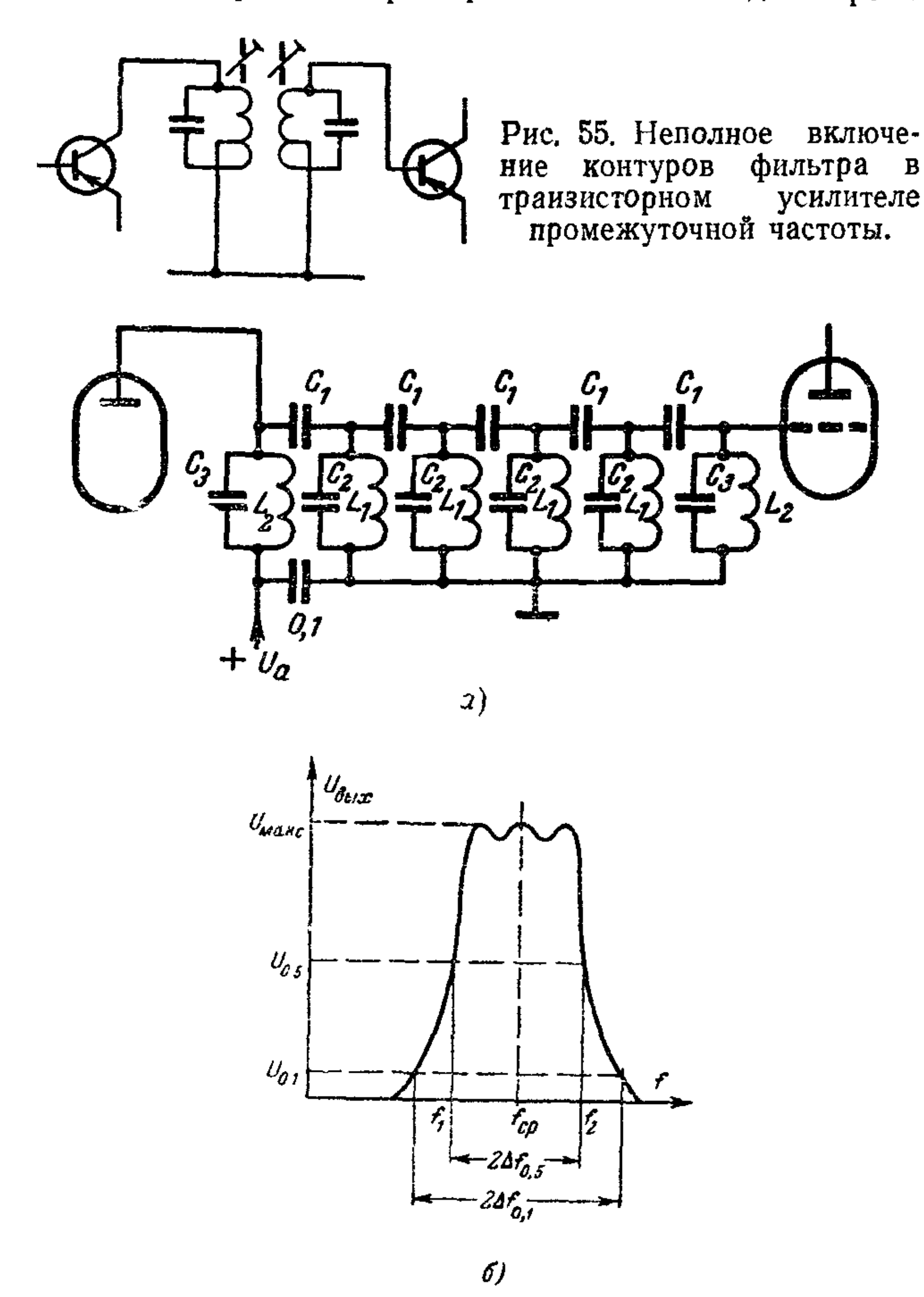


Рис. 55. Неполное включение контуров фильтра в транзисторном усилителе промежуточной частоты.

Рис. 56. Схема фильтра сосредоточенной селекции и его частотная характеристика.

Особенно полезно включение фильтра сосредоточенной селекции в транзисторном приемнике, так как шунтирование контуров фильтров входными и выходными сопротивлениями транзисторов не позволяет получить высокую избирательность с помощью двухконтурных полосовых фильтров Правда, как и в усилителях высокой частоты, путем неполного включения контуров (рис. 55) удается уменьшить это шунтирование Однако из-за сильных внутренних связей в транзисторах настройка одного из каскадов довольно резко влияет на настройку другого. Поэтому применение полосовых фильтров во всех каскадах усилителя промежуточной частоты транзисторного приемника — вообще сложная задача и лучше ограничиться одиночными контурами малой избирательности, «поручив» обеспечение избирательности фильтру сосредоточенной селекции.

Фильтр сосредоточенной селекции представляет собой цепочку связанных контуров (рис 56, *а*). Число контуров в зависимости от необходимой избирательности может быть от 3 до 13. Частотная характеристика фильтра (рис. 56, *б*) отличается очень крутыми склонами, но на вершине кривой имеются впадины и пики. Полоса пропускания определяется граничными частотами f_1 и f_2. Они соответствуют тем частотам в полосе пропускания фильтра, при которых напряжение на выходе фильтра уменьшается до уровня 0,5 (до 6 *дб*).

Избирательность фильтра зависит от добротности контуров и количества звеньев в них. Чем выше добротность и чем больше количество звеньев, тем выше избирательность фильтра. При этом фильтр сосредоточенной селекции отличается большой прямоугольностью формы резонансной характеристики.

Все звенья фильтра одинаковы, но крайние звенья имеют индуктивность катушки в 2 раза большую, а емкость конденсатора в 2 раза меньшую, чем внутренних звеньев. В табл. 8 приведены данные внешних и внутренних звеньев фильтра, собранного по схеме, показанной на рис. 56, *а* (промежуточная частота 465 *кгц*). Емкость конденсатора связи C_1 зависит от требуемой полосы пропускания. Например, при полосе 10 *кгц* емкость конденсатора $C_1=5$ *пф*, при 7 *кгц* — 3 *пф*.

Если Вы решите ввести в свой приемник такой фильтр, то в первую очередь постарайтесь выбрать такую конструкцию катушек индуктивности, при которой обеспечивается возможно бо́льшая добротность. Лучше всего для фильтра сосредоточенной селекции применить катушки с броневыми сердечниками, а для намотки использовать литцендрат, причем при наличии ферритовых броневых

Таблица 8

C_2, пф	C_3, пф	L_1, мгн	L_2, мгн	Катушка L_1 (сердечник СБ-1)		Катушка L_2 (сердечник СБ-1)	
				Число витков	Провод	Число витков	Провод
400	200	0,28	0,56	120	ПЭЛ-0,15	170	ПЭЛ-0,1

сердечников можно получить очень высокие добротности, до 200—800. Для исключения паразитных связей между катушками каждый контур должен быть тщательно экранирован. Особенно это важно для узкополосных фильтров, в которых связь между контурами мала.

При работе фильтра сосредоточенной селекции в транзисторном приемнике нужно произвести неполное включение контуров на входе и выходе, например с помощью отводов от обмоток катушки. Входной контур должен иметь отвод от 70-го витка, выходной — от 20-го (общее количество витков указано в табл. 8). Но если фильтр узкополосный (полоса пропускания менее 10 *кгц*), то лучше увеличить в 2 раза емкости всех конденсаторов (контурных и связи) и уменьшить в 2 раза индуктивности всех катушек по сравнению с данными, приведенными в табл 8. Это позволит лучше согласовать фильтр с транзисторами, хотя избирательность его при этом несколько ухудшится.

ЧМ КАНАЛ

До сих пор мы говорили только об амплитудной модуляции (АМ) высокочастотного сигнала радиостанции. Однако сейчас во всех крупных городах местное радиовещание ведется в ультракоротковолновом диапазоне с применением так называемой частотной модуляции (ЧМ). Для приема таких радиостанций приемник должен иметь УКВ диапазон (65,8—73 Мгц).

Какие же преимущества имеет частотная модуляция по сравнению с амплитудной? Прежде всего она значительно более помехоустойчива. Дело в том, что при частотной модуляции амплитуда высокочастотного сигнала радиостанции неизменна; поэтому искажения ее импульсными (амплитудными) помехами (а именно таких помех подавляющее большинство) никак не отражаются на качестве радиоприема.

При максимальной глубине модуляции (максимальной амплитуде тока модуляции) радиостанция с частотной модуляцией занимает полосу частот 150 *кгц*. Отсюда понятно, почему частотную модуляцию применяют только при работе на ультракоротковолновом диапазоне: ведь ширина всего длинноволного диапазона 408—150=258 *кгц* — во всем длинноволновом диапазоне не хватит места для двух радиостанций с частотной модуляцией. Даже в коротковолновом диапазоне, ширина каждого из радиовещательных участков которого составляет 500—700 *кгц*, поместится чуть более десятка таких радиостанций.

Для работы на УКВ диапазоне приемник обычно снабжают специальным УКВ блоком, в который входит усилитель высокой частоты этого диапазона и преобразователь частоты (рис. 57). Необходимость применения УВЧ блока и преобразователя частоты, специально предназначенных для работы на УКВ диапазоне, объясняется тем, что в этих каскадах на более низкочастотных диапазонах (КВ, СВ, ДВ) работают пентоды, которые на УКВ диапазоне весьма сильно «шумят». Поэтому в ламповых приемниках в УКВ блоке работают триоды, которые имеют значительно меньший уровень шумов. Но повышенный шум пентодов по сравнению с триодами не

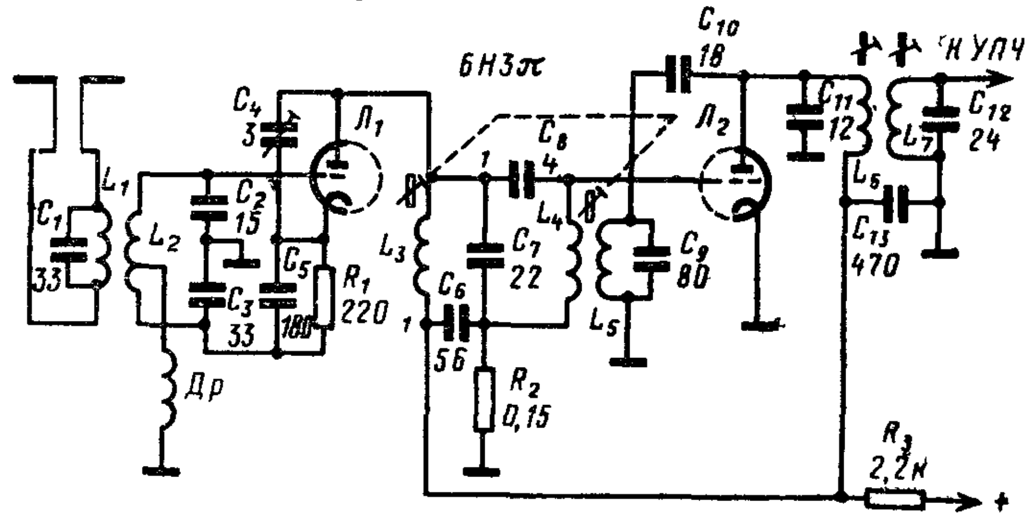


Рис. 57. Схема типового лампового УКВ блока.

является единственной причиной, по которой усилитель высокой частоты и преобразователь УКВ диапазона выделяют в специальный блок. Схемы преобразователя и усилителя высокой частоты УКВ диапазона имеют ряд особенностей, о которых будет говориться ниже. Кроме того, на частотах УКВ диапазона очень заметно сказываются паразитные параметры схемы: монтажные емкости и индуктивности соединительных проводников. Использование одних и тех же ламп и транзисторов в УВЧ и преобразователе ДВ, СВ, КВ и УКВ диапазонов неизбежно связано с переключением катушек и конденсатора переменной емкости, что увеличивает число и длину соединительных проводников, а следовательно, и количество паразитных индуктивностей и емкостей.

Поэтому приемники с УКВ диапазоном строят так, чтобы по возможности избежать переключений в цепях, работающих на высоких частотах. Это достигается введением специального УКВ блока, который перестраивается по диапазону отдельным переменным конденсатором или блоком переменных индуктивностей. В транзисторных приемниках прием УКВ диапазона тоже ведут с помощью отдельного блока.

Введение дополнительного УВЧ и преобразователя позволяет дополнительно увеличить чувствительность приемника на УКВ диапазоне: ведь при приеме УКВ радиостанций смеситель, а иногда и усилитель высокой частоты АМ канала используют в качестве дополнительных каскадов усиления промежуточной частоты ЧМ канала, которая обычно равна 10,7; 8,4 или 6,5 *Мгц*.

Однако применение вместо пентодов, имеющих экранирующую сетку и поэтому малую проходную емкость сетка—анод, триодов, у которых эта емкость значительно больше, потребовало специальных мер, чтобы устранить появление обратной связи между выходом и входом каскада. Паразитная обратная связь через емкость сетка—анод часто вызывает самовозбуждение усилителя. Такая связь в усилителе высокой частоты особенно опасна, так как в цепях сетки и анода включены контуры, настроенные на одну и ту же частоту: это очень «подходящие условия» для возникновения самовозбуждения. Кроме того, в триодном преобразователе частоты проходная емкость сильно снижает его усиление.

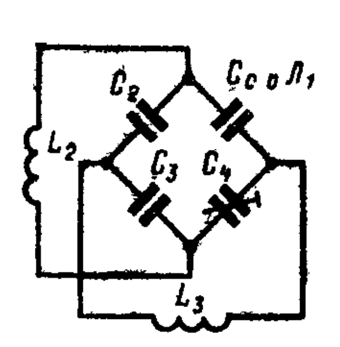


Рис. 58. Схема нейтрализации.

Для нейтрализации действия проходной емкости входной контур и контур усилителя высокой частоты включают по мостовой схеме (рис. 58). Как Вы знаете, в диагоналях уравновешенного моста токи отсутствуют. Контуры же L_2 и L_3 включены в разные диагонали моста. Поэтому взаимное влияние контуров (если между ними нет прямой связи) из-за наличия проходной емкости $C_{c\,a}$ отсутствует. Мост балансируется путем изменения емкости конденсатора C_4, который носит название нейтрализующего.

Преобразователь — смеситель и гетеродин — работает на одном и том же триоде. Гетеродинный контур L_5C_9 включен в анодную цепь триода, а катушка обратной связи L_4 — в цепь управляющей сетки этого триода, по существу параллельно катушке L_3 анодного контура УВЧ. Поэтому здесь задача еще более сложна: надо не только нейтрализовать проходную емкость анод—сетка, приводящую к отрицательной обратной связи на промежуточной частоте и уменьшающей усиление преобразовательного каскада, но и устранить влияние анодного контура усилителя высокой частоты на гетеродинный контур L_5C_9. Последнее совершенно необходимо, так как если контуры УВЧ и гетеродина будут влиять один на другой, то это очень затруднит сопряжение настроек и приведет к чрезмерному излучению сигнала гетеродина через антенну. Излучение сигнала через антенну создает помехи окружающим телевизорам и приемникам. Компенсирование же отрицательной обратной связи по промежуточной частоте из-за наличия большой проходной емкости $C_{c\,a}$ триода достигается путем создания положительной обратной связи. Для этого емкость конденсатора C_{13} выбирают такой, чтобы мост, образованный суммарной емкостью $C_6+C_7+C_8$, суммарной емкостью $C_{10}+C_{11}$, емкостью C_{13} и проходной емкостью триода $Л_2$, оказался разбалансированным и настолько, чтобы положительная обратная связь немного превышала отрицательную; в этом случае преобразовательный каскад обладает большим усилением.

Настройка контура УВЧ и гетеродина обычно производится диамагнитными сердечниками из меди, латуни или алюминия. Такие сердечники на УКВ имеют преимущества перед магнитоэлектрическими и ферритовыми, которые на этих частотах вносят большое затухание в контур, тем самым уменьшая его добротность. В диамагнитном сердечнике, введенном внутрь катушки, индуцируются токи, которые своим магнитным полем ослабляют магнитное поле катушки и уменьшают ее индуктивность. Таким образом, перемещая сердечник, можно регулировать индуктивность. Для настройки катушек их диамагнитные сердечники объединяют в блок, причем положение сердечника каждой катушки можно регулировать отдельно. Это сделано для того, чтобы при налаживании можно было получить сопряжение настроек гетеродинного контура с контуром усилителя высокой частоты.

Схема транзисторного УКВ блока, показанная на рис. 59, тоже выполнена на двух транзисторах. Первый работает в схеме усилителя высокой частоты. База этого транзистора подключена к цепи АРУ — об автоматической регулировке усиления мы подробно поговорим

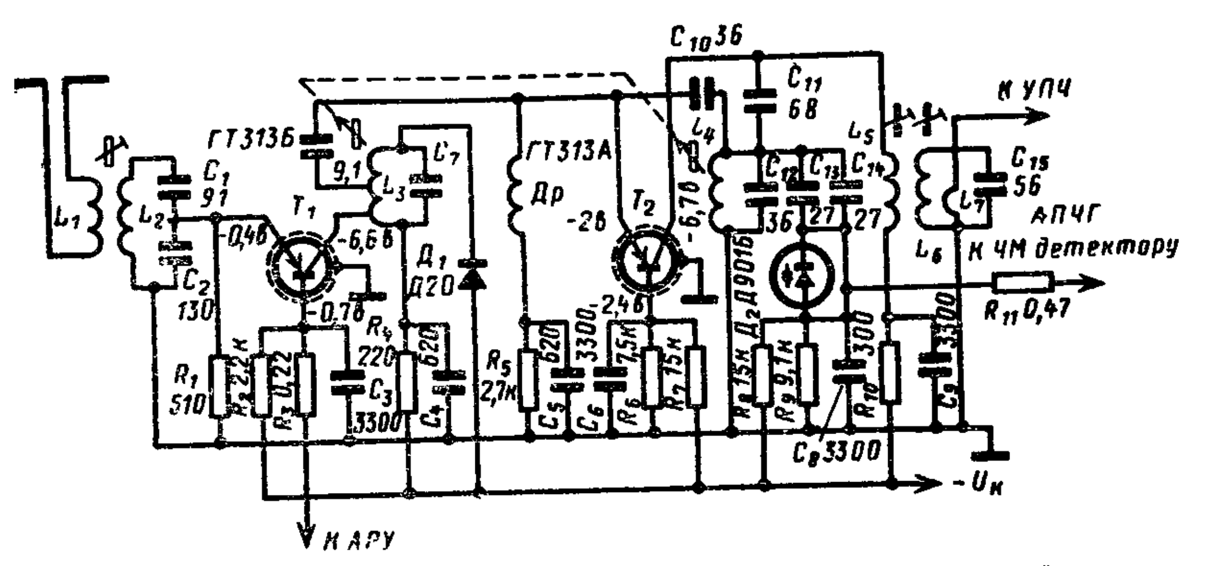


Рис. 59. Схема транзисторного УКВ блока с автоматической подстройкой частоты гетеродина.

в следующем разделе. Входной контур включен в эмиттерную цепь транзистора, а контур УВЧ — в коллекторную цепь. В этот же контур L_3C_7 включена база транзистора преобразователя. В гетеродинный контур L_4C_{12} включен варикап $Д_2$ системы автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧГ).

Зачем нужна АПЧГ? Вы, конечно, обращали внимание на то, что на коротковолновом диапазоне настройка значительно острее, чем на длинноволновом и даже средневолновом. На ультракоротких волнах настроиться на радиостанцию уже очень трудно, если приемник не снабжен хорошим верньером — приспособлением для плавного и медленного вращения органов настройки. Кроме того, при работе на УКВ малейшее изменение емкости или индуктивности цепей гетеродина (от легкого сотрясения, прогрева, самых незначительных деформаций и изменения параметров деталей) вызывает значительное изменение частоты гетеродина, а значит, и «уход» принимаемой радиостанции. Поэтому приходится все время подстраивать приемник.

От всех этих неприятностей можно избавиться введением в схему приемника АПЧГ. При этом не только будет обеспечен стабильный прием УКВ радиостанций, но и исчезнет острота настройки на этом диапазоне, так как достаточно будет только приблизиться к частоте радиостанции, как приемник почувствует это и самостоятельно настроится на ее частоту. Работает система автоматической подстройки частоты гетеродина следующим образом. Как уже было

сказано, в гетеродинный контур L_4C_{12} (рис. 59) включен варикап $Д_2$, емкость которого зависит от величины приложенного к нему напряжения. Изменяя это напряжение, можно изменять и емкость варикапа. Так как варикап включен в контур гетеродина, то при этом будет происходить и перестройка гетеродина

Теперь представьте, что в приемнике есть специальное устройство, которое работает следующим образом: если приемник настроен точно на частоту принимаемой радиостанции, т. е. реальная промежуточная частота, образовавшаяся в результате биений сигнала принимаемой радиостанции с колебаниями гетеродина, соответствует номинальной промежуточной частоте, на которую настроены контуры

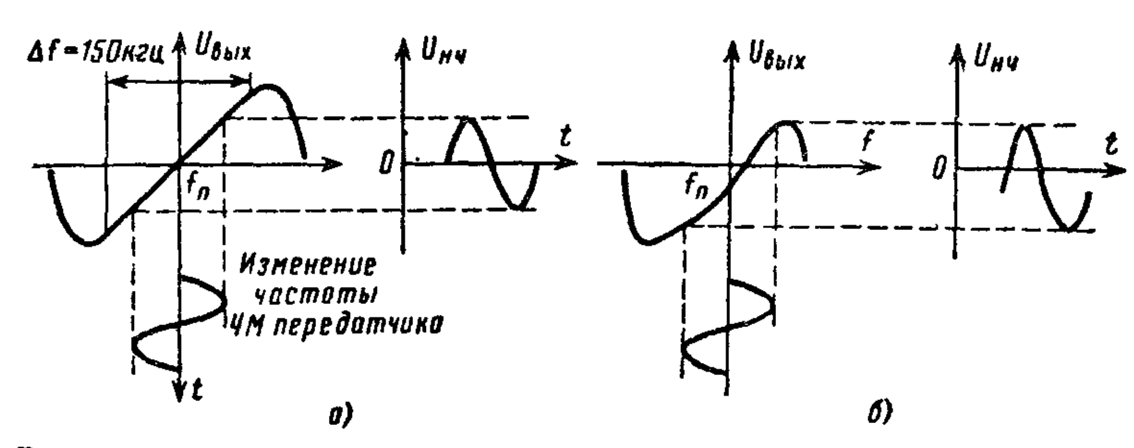


Рис. 60. Частотные характеристики ЧМ детектора правильной (*а*) и неправильной (*б*) форм и связанные с этим искажения.

УПЧ, то на выходе этого устройства напряжение отсутствует. Однако стоит радиостанции «уйти», как реальная промежуточная частота начнет отличаться от частоты настройки контуров УПЧ и на выходе нашего следящего устройства появится управляющее напряжение, которое, будучи подано на варикап, начнет перестраивать контур гетеродина до тех пор, пока действительная и номинальная промежуточные частоты не сравняются, а управляющее напряжение не уменьшится до нуля. В этом и заключается принцип работы системы АПЧГ, а в качестве управляющего устройства выступает обычный ЧМ детектор, предназначенный для детектирования принимаемых ЧМ сигналов.

Чтобы преобразовать изменение частоты сигнала в соответствующее изменение низкочастотного сигнала, детектор ЧМ колебаний должен обладать характеристикой, форма которой показана на рис. 60, *а*. Преобразование должно происходить в полосе частот не менее 150 *кгц*, так как при частотной модуляции происходит девиация (изменение) частоты радиопередатчика в пределах ±75 *кгц* средней (номинальной) частоты. Средняя часть характеристики должна быть строго линейной, а сама характеристика — симметричной относительно номинальной промежуточной частоты; в противном случае возникнут нелинейные искажения (рис. 60, *б*).

Простейший ЧМ детектор может быть построен из двух колебательных контуров, в цепи которых включены диоды. Контуры должны быть расстроены один относительно другого на частоту 150—200 *кгц*, а диоды подключены к контурам в противоположных полярностях Тогда результирующая частотная характеристика та-

кого устройства будет напоминать S-образную характеристику, показанную на рис. 60, *а*; не правда ли, ведь левая и правая части этой характеристики напоминают частотные характеристики двух колебательных контуров, включенных «навстречу» и расстроенных один относительно другого

Однако частотная характеристика устройства с расстроенными контурами будет лишь напоминать необходимую нам S-образную характеристику ЧМ детектора, так как хорошей линейности в средней части характеристики мы не получим, а к чему это приведет, Вы уже знаете. Поэтому в радиовещательных приемниках схемы с расстроенными контурами не используются.

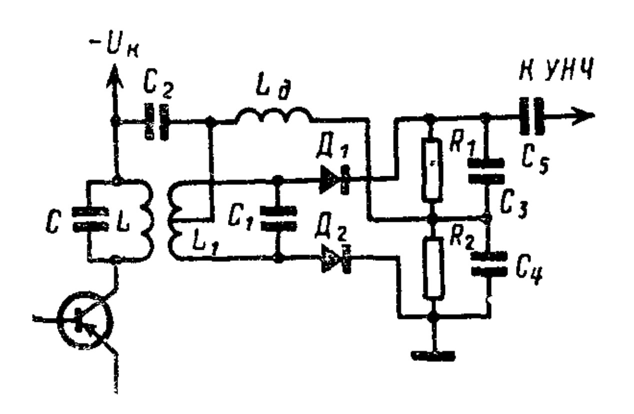


Рис. 61. Схема дискриминатора — детектора для детектирования ЧМ сигналов.

Одна из возможных практических схем ЧМ детектора показана на рис. 61. В этой схеме контуры LC и L_1C_1 настроены на номинальную промежуточную частоту, соответствующую отсутствию частотной модуляции Когда модуляция отсутствует, напряжения на резисторах R_1 и R_2 равны и противоположны по направлению. Поэтому выходное напряжение детектора, являющееся суммой напряжений на этих резисторах, равно нулю.

Однако если частота принимаемого сигнала изменится (появится ЧМ), то на резисторах R_1 и R_2 будут уже неодинаковые напряжения, причем разность между ними будет тем больше (а, значит, тем больше будет выходное напряжение детектора), чем значительнее частота принимаемого сигнала отличается от номинальной промежуточной частоты. Таким образом, детектор преобразует частотное отклонение принимаемого сигнала от номинальной промежуточной частоты в пропорциональное этому отклонению выходное напряжение, которое и является напряжением низкой частоты, а также управляющим напряжением системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

На практике редко используют схему, показанную на рис. 61; основной ее недостаток — восприимчивость к амплитудной модуляции принимаемого ЧМ сигнала, т. е. такой детектор не помехоустойчив (хотя его помехоустойчивость значительно выше, чем амплитудного). Ведь под действием помехи изменяется амплитуда ЧМ сигнала, а следовательно, и амплитуда суммарного напряжения на резисторах R_1, R_2, что воспроизводится громкоговорителем приемника в виде щелчка или шороха. Поэтому при применении такого детектора (его называют дискриминатором) перед ним приходится

включать каскад—ограничитель для «подрезания» (ограничения) принимаемого ЧМ сигнала по амплитуде, чтобы избавиться от искажений его амплитуды помехами.

Чтобы не вводить такой дополнительный каскад, применяют иную схему ЧМ детектора (рис. 62). В этой схеме диоды включены последовательно по отношению один к другому и катушке L_1 (в дискриминаторе они включены параллельно). Нагрузочные же резисторы R_1 и R_2 шунтированы электролитическим конденсатором C_6, емкость которого велика, поэтому напряжение на нем не может изменяться

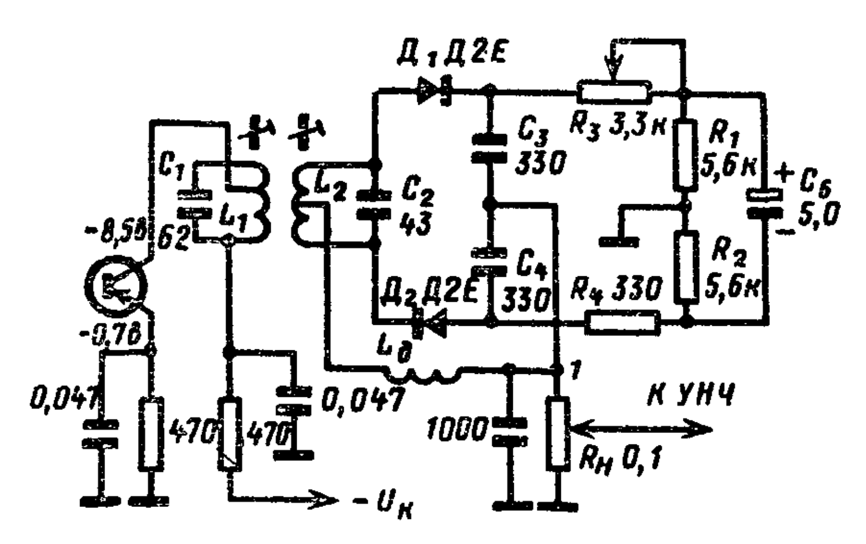


Рис 62. Схема симметричного детектора отношений.

со звуковой частотой под действием амплитудной модуляции принимаемого ЧМ сигнала, возникающей в результате действия помех. Следовательно, сумма напряжения на конденсаторах C_3, C_4 и резисторах R_1, R_2 также не зависит от амплитудной модуляции принимаемого сигнала, а под действием частотной модуляции происходит лишь перераспределение напряжений на конденсаторах C_3, C_4 и резисторах R_1, R_2. Благодаря такому принципу действия детектор получил название детектора отношений. Возможна и несколько другая схема этого детектора — несимметричная, показанная на рис. 63.

Чтобы исключить возможность появления паразитной модуляции в процессе работы ЧМ детектора, необходимо, чтобы происходило только перераспределение напряжений на конденсаторах и резисторах схемы. Но это будет только в том случае, если параметры диодов будут совершенно одинаковыми. В противном случае в громкоговорителе может появиться гул, рокот — словом, фон паразитной амплитудной модуляции, вызванной уже не помехами, а родившейся в самом ЧМ детекторе из-за неодинаковых сопротивлений ветвей детектора. Поэтому во многих схемах ЧМ детекторов включены специальные переменные резисторы (R_3 на рис. 63), которые позволяют компенсировать разницу в прямых сопротивлениях диодов

Напряжение промежуточной частоты (8,4 или 6,5 *Мгц*) поступает на вход смесительной лампы или транзистора канала АМ приемника. В каскадах усилителя промежуточной частоты такого приемника (рис 64) включены двойные фильтры промежуточной частоты — фильтр L_1C_5—L_2C_6, настроенный на частоту 8,4 *Мгц* (или 6,5 *Мгц*),

и фильтр L_3C_3—L_4C_7, настроенный на частоту 465 *кгц* Фильтры один другому не мешают, так как частоты их настроек различаются примерно в 10 раз.

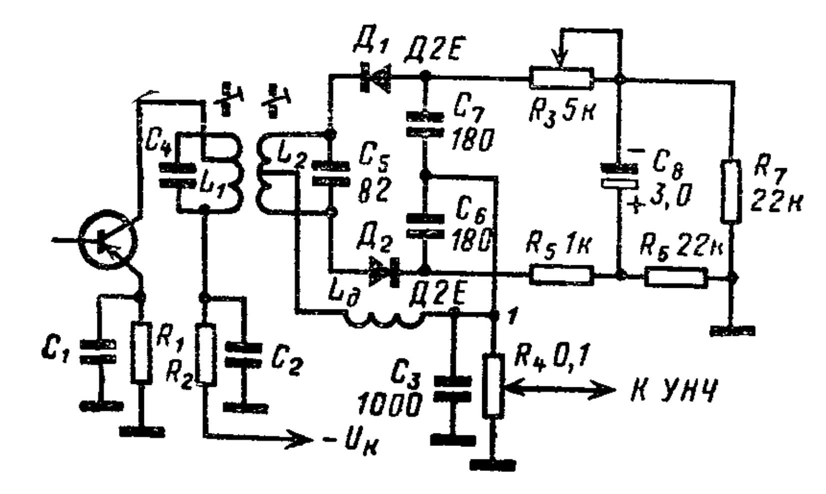


Рис 63 Схема несимметричного детектора отношений.

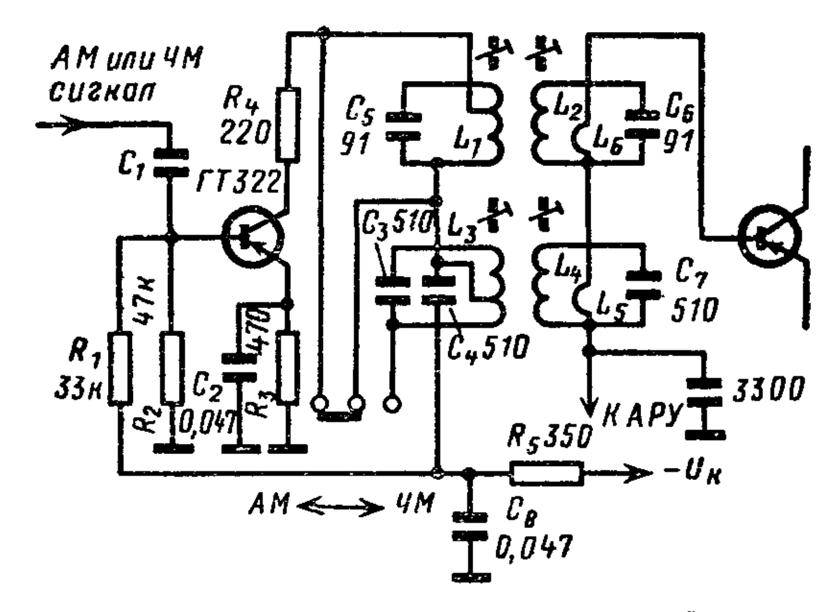


Рис 64. Схема усилителя промежуточной частоты АМ—ЧМ приемника.

АРУ И ИНДИКАТОР НАСТРОЙКИ

Мы рассмотрели все основные узлы супергетеродинного приемника, исключая усилитель низкой частоты и блок питания Рассказывать об этих двух блоках я не буду — они не имеют специфических «супергетеродинных» особенностей и ничем не отличаются от соответствующих узлов приемника прямого усиления Но в каждом хорошем супергетеродинном приемнике имеются еще два вспомогательных узла: система автоматической регулировки усиления (АРУ) и индикатор настройки

Наверное, Вы замечали, что на коротковолновом, да и на средневолновом диапазоне прием дальних радиостанций сопровождается замираниями: радиостанция то слышна громко и четко, то вдруг ее

громкость уменьшается. Замирание может доходить до полного пропадания слышимости радиостанции, а потом прием вновь возобновляется с прежней громкостью. Такое явление вызвано изменением условий прохождения радиоволн от передатчика до антенны приемника.

На первый взгляд может показаться, что с замиранием приема невозможно бороться. В самом деле, ведь при замирании на входе приемника изменяется уровень сигнала принимаемой радиостанции, в результате чего изменяется громкость приема. Что тут сделаешь? Но давайте рассуждать так: чтобы радиостанция все время была слышна с одинаковой громкостью, уровень сигнала на входе усилителя низкой частоты приемника не должен изменяться. Значит, надо стараться выровнять уровень сигнала не на входе приемника, а на входе усилителя низкой частоты, а это не одно и то же. Сделать неизменным уровень сигнала на входе приемника мы не можем, но поддерживать неизменным уровень сигнала на входе усилителя низкой частоты можно (правда, в известных пределах: когда радиостанция совсем «пропадет», тут уж ничего не сделаешь). Для этого нужно выбрать за исходный такой уровень сигнала, который имеет место при значительном замирании приема радиостанции. Обычно этот минимальный уровень определяется из таких соображений: диодный детектор работает без искажений при вполне определенной минимальной величине входного напряжения, поступающего от усилителя промежуточной частоты (например, для полупроводниковых детекторов такое минимальное напряжение составляет не менее 0,2 *в*, а для лампового диодного детектора — не менее 2 *в*). При улучшении условий прохождения радиоволн сигнал радиостанции увеличивается.

Чтобы сохранить уровень сигнала на входе усилителя низкой частоты неизменным, надо при этом соответствующим образом уменьшить усиление высокочастотных каскадов приемника (усилителя высокой частоты, преобразователя и усилителя промежуточной частоты). Другими словами, чем значительнее сигнал принимаемой радиостанции, тем меньше должно быть усиление приемника или, что то же самое, тем ниже должна быть чувствительность приемника. Уменьшить же усиление этих каскадов приемника можно различными способами, например подавая на управляющие сетки ламп напряжения отрицательного смещения: чем больше отрицательные напряжения, тем меньше усилие каскадов. Конечно, вручную такую регулировку производить неудобно, а иногда и просто невозможно — ведь уровень сигнала на входе приемника может изменяться очень быстро и часто. Для такой регулировки в схему приемника включают специальную автоматическую систему, сокращенно — АРУ (автоматическая регулировка усиления).

Между прочим, АРУ помогает не только в борьбе с замиранием приема. Предположим, что мы слушали дальнюю радиостанцию, сигнал которой был очень слабым. Естественно, что при этом использовалась максимальная чувствительность приемника. Но вот мы перешли на прием мощной близкой радиостанции. Если при приеме такой радиостанции не изменять чувствительности приемника, то и усилитель промежуточной частоты, и детектор перегрузятся, т. е. лампы усилителя промежуточной частоты будут работать с отсечкой по анодному току (в режиме ограничения); это же относится и к детектору. Вспомните форму высокочастотных колебаний при амплитудной модуляции (см. рис. 1). Представьте, что произошло

ограничение амплитуды модулированного колебания: это означает частичное или полное срезание огибающей модулированных колебаний. Поэтому при приеме мощного сигнала надо уменьшить чувствительность приемника до такой величины, при которой в усилителе промежуточной частоты и детекторе не будет происходить ограничения сигнала. Вот такое уменьшение чувствительности и выполняет АРУ. Может быть поэтому правильнее эту систему назвать автоматической регулировкой чувствительности (АРЧ), что иногда и делают. Иногда эту систему называют также системой автоматической регулировки громкости (АРГ).

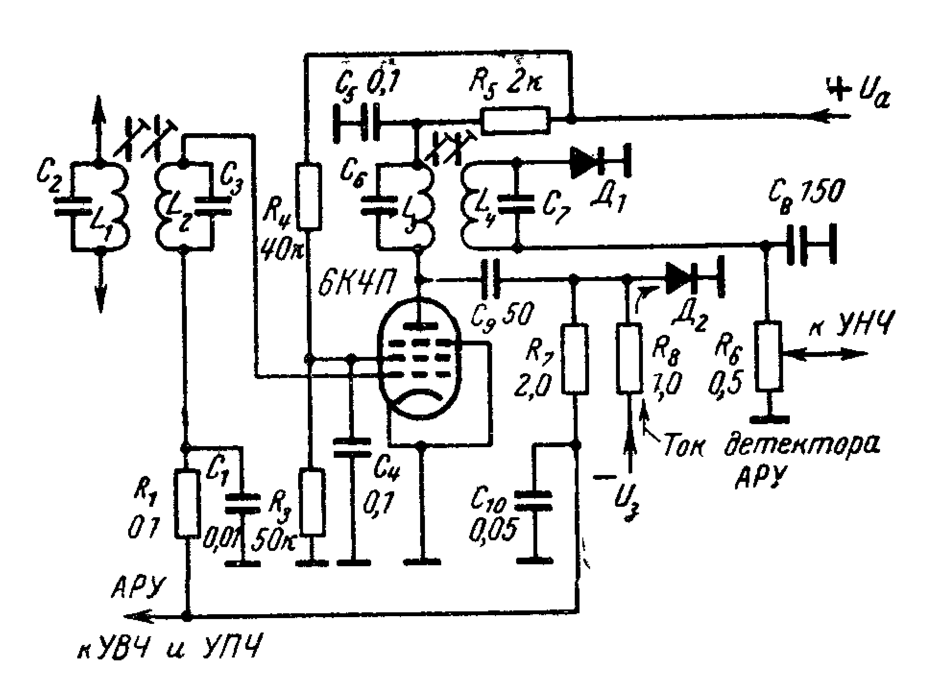


Рис. 65. Схема цепей АРУ.

Однако прежде чем перейти к схемам АРУ, я хочу пояснить следующее. В книгах можно встретить выражение «АРУ с задержкой». О какой задержке идет речь?

Под задержкой понимают то обстоятельство, что АРУ начинает действовать только после достижения сигналом некоторого определенного уровня. Если сигнал меньше этого уровня, АРУ не работает. Поэтому при приеме слабых сигналов используется максимальная чувствительность приемника, а АРУ вступает в действие только после того, как сигнал превысит некоторый определенный уровень — порог включения АРУ.

На рис. 65 показана схема последнего каскада усилителя промежуточной частоты и детекторного каскада супергетеродинного приемника.

Диод $Д_1$, подключенный к правому контуру L_4C_7 последнего фильтра промежуточной частоты, является детектором приемника, а диод $Д_2$, присоединенный через конденсатор C_9 к контуру фильтра L_3C_6, служит детектором системы АРУ. На диод $Д_2$ подано отрицательное напряжение задержки $U_з$, например 0,5 *в*. До тех пор, пока напряжение сигнала промежуточной частоты, подводимое к диоду $Д_2$, не превышает этого напряжения, диод заперт и система АРУ не работает. Но как только напряжение промежуточной часто-

ты превысит уровень 0,5 *в*, диод $Д_2$ откроется. Проходящий через диод ток создает на резисторе R_8 падение напряжения. Это напряжение, выпрямленное диодом $Д_2$ и отфильтрованное цепочкой R_7C_{10}, и является регулирующим напряжением системы АРУ.

Чем больше уровень принимаемого сигнала, тем больше напряжение сигнала промежуточной частоты, подводимое к диоду $Д_2$, и тем больше падение напряжения на резисторе R_8. Далее это напряжение через фильтры типа R_1C_1 поступает на управляющие сетки ламп усилителя высокой частоты, преобразователя и усилителя промежуточной частоты, сдвигая рабочую точку на характеристике каждой из регулируемых ламп в сторону отрицательных сеточных напряжений; тем самым усиление этих каскадов уменьшается.

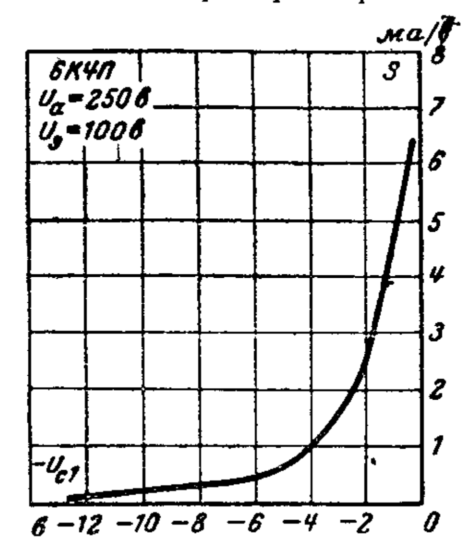


Рис. 66. Зависимость крутизны лампы 6К4П от напряжения на управляющей сетке.

Но может возникнуть, например, такой вопрос: как эффективно работает автоматическая регулировка? Сможет ли она поддерживать неизменным уровень сигнала на выходе приемника при очень значительных его изменениях на входе?

Предположим, что у нас имеется приемник, в котором цепью АРУ охвачены один каскад усилителя высокой частоты и два каскада усилителя промежуточной частоты (преобразовательный каскад имеет малое усиление, поэтому его не учитываем). Диапазон изменений входного напряжения А возьмем большим

$$A = \frac{U_{вх.макс}}{U_{вх\ мин}} = 1\,000.$$

Далее условимся, что при таком изменении входного сигнала изменение выходного напряжения должно быть равно всего

$$P = \frac{U_{вых\ макс}}{U_{вых\ мин}} = 2{,}5.$$

Условия жесткие, что и говорить[1]. Посмотрим, обеспечит ли их система АРУ.

Предположим, что во всех каскадах, охваченных АРУ, работают лампы 6К4П. Зависимость крутизны от сеточного напряжения для этой лампы показана на рис. 66. Определим по этой кривой крутизну характеристики для различных напряжений смещения и данные сведем в таблицу (табл. 9). Затем вычислим общую крутизну характеристики ламп каскадов, охваченных АРУ.

$$S_{общ} = S_1S_2S_3,$$

[1] Такое соотношение изменений уровней входного и выходного напряжений соответствует требованиям, предъявляемым к АРУ радиовещательного приемника высшего класса, у которого выходное напряжение изменяется в 2,5 раза (на 8 *дб*) при изменении входного напряжения в 1 000 раз (на 60 *дб*).

где S_1, S_2, S_3 — крутизны характеристик ламп отдельных каскадов.

Итак, максимальная общая крутизна характеристик $S_{общ\ макс} = 91{,}1$, если исходное смещение на сетках ламп $U_{р\ мин}$ равно —1 *в*. Теперь нужно определить минимальную общую крутизну. Очевидно, что она будет зависеть от соотношения A и p:

$$S_{общ\ мин} = \frac{S_{общ\ макс}\,P}{A} = \frac{91{,}2 \cdot 2{,}5}{1\,000} = 0{,}23.$$

По табл. 9 определим, что такая величина $S_{общ\ мин}$ соответствует смещению $U_{р\ макс} = -5$ *в*. Таким образом, регулирующее напряжение АРУ $\Delta U_р$ должно измениться от —1 до —5 *в*, т. е. $\Delta U_р = U_{р\ макс} - U_{р\ мин} = 5 - 1 = 4$ *в*

Таблица 9

Напряжение смещения U_c, *в*	Крутизна характеристики S лампы 6К4П, *ма/в*	Общая крутизна характеристики $S_{общ} = S_1S_2S_3$
—1	4,5	91,1
—2	2,5	15,69
—3	1,5	3,37
—4	0,9	0,729
—5	0,6	0,216
—6	0,5	0,125
—7	0,37	0,05
—8	0,3	0,027
—9	0,25	0,0156
—10	0,22	0,01

Условимся теперь, что минимальное напряжение сигнала промежуточной частоты на входе детектора должно быть равно $U_{д\ мин} = 2$ *в*. При большем сигнале на входе приемника максимальное напряжение на входе детектора (с учетом принятого нами допустимого изменения выходного напряжения приемника в p раз) будет равно

$$U_{д.макс} = U_{д.мин}\,P = 2 \cdot 2{,}5 = 5\,в.$$

Итак, максимальное напряжение промежуточной частоты равно 5 *в*. Но ведь это же напряжение является источником для получения регулирующего напряжения АРУ. А максимально необходимая величина $U_р$ тоже равна 5 *в*. Следовательно, данная система АРУ может обеспечить заданное нами изменение выходного напряжения p при изменении входного напряжения на величину A.

Вот так обычно проводится ориентировочный расчет системы АРУ. Что же касается данных остальных элементов схемы, то они приведены на рис. 65.

Однако при всех положительных качествах система АРУ все же создает определенные неудобства в пользовании приемником. Одно из них заключается в трудности настройки приемника на слух точно на частоту принимаемой радиостанции. В самом деле, ведь система АРУ поддерживает уровень сигнала на входе усилителя низкой частоты постоянным при любом уровне входного сигнала. Поэтому

и при точной, и при неточной настройке приемника на частоту радиостанции громкость ее передачи при работе системы АРУ одинакова и приходится долго вращать ручку настройки то в одну, то в другую сторону, пока удастся определить среднее положение между двумя крайними положениями ручки настройки, при которых громкость приема радиостанции уменьшается.

Чтобы облегчить настройку, в приемники с АРУ вводят индикаторы настройки В ламповых радиовещательных приемниках в качестве индикатора используют специальную электронную лампу 6Е1П или стрелочные индикаторы.

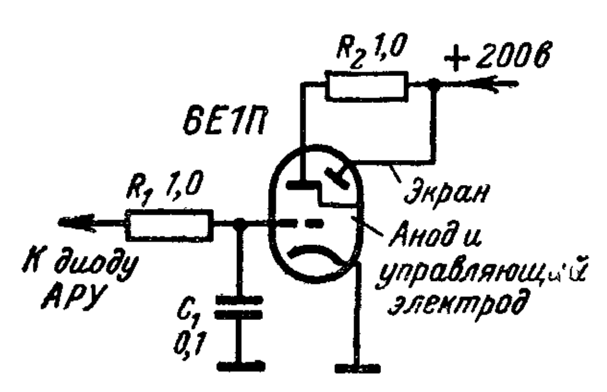


Рис. 67. Схема включения оптического индикатора настройки

Электронный индикатор (рис 67) представляет собой комбинацию триода с люминесцирующим экраном, светящимся зеленым светом под действием потока электронов, испускаемых катодом. Триод лампы и экран, внутренняя поверхность которого покрыта окисью цинка, имеют общий подогревный катод. К аноду триода присоединена ножевидная узкая пластина — управляющий электрод, расположенный между экраном и катодом. Экран и анод с управляющим электродом (последние — через резистор R_2) соединены с плюсом источника анодного напряжения.

Работает индикатор следующим образом. Когда на входе приемника нет сигнала радиостанции, на сетке триода имеется лишь небольшое отрицательное смещение, соответствующее начальному напряжению смещения на сетках ламп УВЧ и УПЧ приемника. В этом случае через триод индикатора проходит максимальный ток и напряжение на его аноде и управляющем электроде меньше, чем на экране (за счет падения напряжения на резисторе R_2). Электроны, вылетевшие из катода, попадают на экран и заставляют светиться его поверхность, за исключением той части, которую экранирует управляющий электрод, так как он обладает отрицательным по отношению к экрану потенциалом. В результате на экране образуется теневой сектор.

При настройке на радиостанцию отрицательное напряжение АРУ увеличивается и достигает максимума в момент точной настройки. Соответственно увеличивается и отрицательное напряжение на сетке триода индикатора. В результате ток через триод уменьшается, а напряжение на его аноде и управляющем электроде повышается, так как уменьшается падение напряжения на резисторе R_2. Следовательно, управляющий электрод становится менее отрицательным по отношению к экрану, он меньше экранирует его и теневой сектор сужается. Чем больше отрицательное напряжение АРУ на сетке триода индикатора, тем уже теневой сектор. Поэтому в момент точной настройки приемника на радиостанцию теневой сектор минимален.

Схема включения стрелочного индикатора показана на рис. 68. Прибор включен в диагональ моста, одно плечо которого образовано внутренним сопротивлением лампы $Л_1$ и резистором R_1, а другое — резисторами R_3 и R_4. Резистор R_3 делается переменным и с его помощью производится балансировка моста, или, иначе говоря, установка прибора на нуль при отсутствии сигнала. Кроме того, в тех случаях, когда чувствительность прибора оказывается чрезмерно высокой и его стрелка при приеме громко слышимых радиостанций уходит за шкалу, прибор шунтируют резистором, величина которого подбирается практически. Работа схемы происходит следующим образом. При настройке на радиостанцию на управляющей сетке лампы появляется дополнительное отрицательное напряжение, поступающее от детектора АРУ. В результате возрастает внутреннее сопротивление лампы, уменьшается ее анодный ток и происходит нарушение балансировки схемы. Возникающее при этом напряжение между точками *а* и *б* пропорционально уровню сигнала и достигает наибольшей величины в момент точной настройки на радиостанцию Соответственно отклонение стрелки прибора в этот момент максимально.

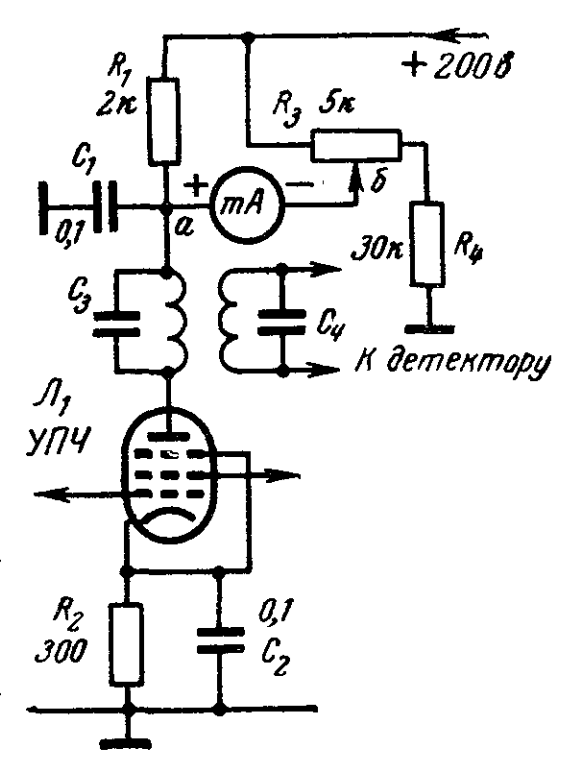


Рис 68. Схема включения стрелочного индикатора настройки.

О БЛОК-СХЕМЕ И ПАРАМЕТРАХ СУПЕРГЕТЕРОДИНА

Предположим, что Вы задались целью построить приемник с определенными параметрами, т. е хотите, чтобы он обладал нужной избирательностью, чувствительностью, диапазоном принимаемых частот и качеством воспроизведения передачи. Каким должен быть такой приемник, сколько у него должно быть каскадов усиления промежуточной частоты, необходим ли усилитель высокой частоты? Словом, по какой блок-схеме должен быть собран такой приемник, сколько у него должно быть каскадов в каждом усилительном блоке, какие надо применить в нем колебательные контуры?

Прежде чем рассказывать о том, как проектируют приемник, надо рассмотреть качественные электрические показатели радиовещательных супергетеродинных приемников. Надо представить себе, правильно ли мы выбираем параметры проектируемого нами приемника, т. е. сравнить их с параметрами известных заводских приемников.

Радиовещательные приемники у нас выпускают в соответствии с Государственным общесоюзным стандартом ГОСТ 5651-64. По этому стандарту приемники разделяются на пять классов: высший класс, первый (I), второй (II), третий (III) и четвертый (IV) классы. Стандарт определяет многие параметры приемников, в том числе

даже такие, как напряжение питания, уровень фона переменного тока, потребление энергии от источника питания и т. п. Мы будем рассматривать не весь ГОСТ [1] на приемники, а только самые основные параметры: чувствительность, избирательность по соседнему и зеркальному (симметричному) каналам.

Как Вы помните, чувствительность приемника определяется величиной напряжения (в микровольтах) высокочастотного сигнала (при 30%-ной модуляции) на входе приемника, при котором на выходе усилителя низкой частоты развивается нормальная выходная мощность (см. стр. 22) [2]. Очевидно, что чем меньше напряжение на входе приемника, при котором получается нормальная выходная мощность, тем лучше способность приемника принимать слабые сигналы, т. е. тем выше его чувствительность и тем больше возможность приема дальних и слабых радиостанций.

ГОСТ устанавливает следующие нормы чувствительности приемников по классам [3]:

Высший класс . .	50 *мкв* (на ДВ, СВ и КВ)
I и II классы . .	150 *мкв* (на ДВ и СВ)
	200 *мкв* (на КВ)
III класс	200 *мкв* (на ДВ и СВ)
IV класс	300 *мкв* (на ДВ и СВ)

Итак, максимальная чувствительность радиовещательного приемника высшего класса установлена равной 50 *мкв*. А почему именно 50 *мкв*? Ведь современные электронные лампы и транзисторы позволяют создавать приемники значительно более высокой чувствительности (единицы микровольт и меньше).

Мы уже договорились, что самое главное требование, предъявляемое к радиовещательным приемникам, — высокое качество воспроизведения радиопередачи. Поэтому при радиовещательном приеме уровень сигнала принимаемой радиостанции должен превышать уровень шумов не менее чем на 20 *дб* (в 10 раз). Под шумами понимают внутренние шумы приемника (см. стр. 67), промышленные и атмосферные помехи, а также помехи по соседним и зеркальным каналам. Опытным путем установлено, что указанное превышение уровня полезного сигнала над шумами создают только те радиостанции, которые образуют в антенне приемника э. д. с. не менее 50 *мкв*. Более дальние и слабые радиостанции, создающие в антенне приемника э. д. с. менее 50 *мкв*, настолько «забиваются» шумами, что о нормальном приеме без помех и искажений не может быть и речи. Поэтому нецелесообразно делать радиовещательный приемник очень чувствительным, во всяком случае с чувствительностью лучше 50 *мкв*.

Итак, не будем напрасно усложнять наш приемник и выберем его чувствительность равной 50 *мкв*. Из каких блоков и какого количества каскадов должен состоять приемник, чтобы обладать такой чувствительностью? По опыту можно предугадать (посмотрите схемы заводских приемников высшего класса), что приемник такой

[1] Желающие могут познакомиться с ГОСТ 5651-64 в журнале «Радио» № 1 за 1966 г.

[2] ГОСТ 5651-64 предусматривает определение чувствительности при выходной мощности 50 *мвт* (или 5 *мвт* для приемников с номинальной выходной мощностью не более 150 *мвт*).

[3] Приемники III и IV классов имеют только ДВ и СВ диапазоны.

чувствительности придется собрать по схеме, показанной на рис. 69. Он будет состоять из следующих блоков: входного устройства *1*, усилителя высокой частоты *2*, преобразователя частоты *3* (смесителя и гетеродина), усилителя промежуточной частоты *4*, детектора *5*, усилителя низкой частоты *6* и блока АРУ *7*. Определим количество каскадов в отдельных блоках.

Вспомните, что в определении чувствительности участвует такое понятие, как «нормальная выходная мощность». Казалось бы, что чувствительность приемника зависит от мощности усилителя низкой

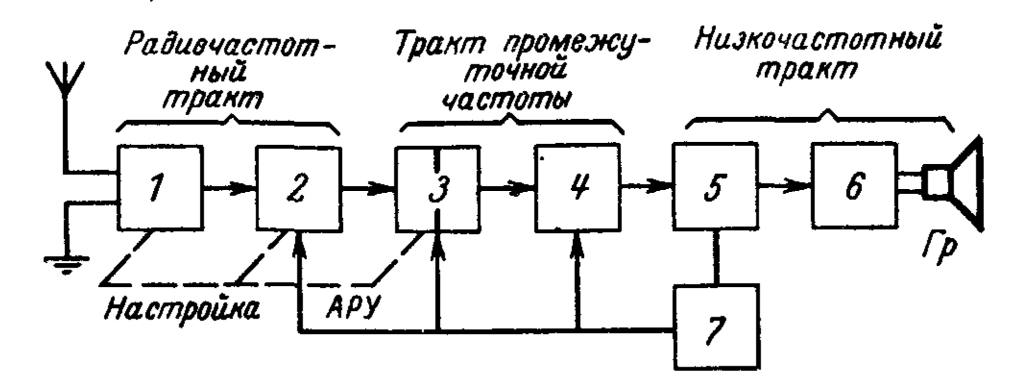


Рис. 69. Блок-схема супергетеродинного приемника.

частоты: чем мощнее этот усилитель, тем чувствительнее приемник. Однако это не так. От того, что к приемнику будет подключен более мощный усилитель низкой частоты, он не станет чувствительнее. Дело в том, что дальние радиостанции будут приниматься без искажений только в том случае, если они создадут на входе детектора сигнал не слабее определенной величины. Детектирование будет происходить без искажений только в том случае, если напряжение на входе лампового диодного детектора будет не меньше 1—2 *в*, а полупроводникового не меньше 0,2 *в*. Поэтому высокочастотные блоки — входное устройство, усилитель высокой частоты, преобразователь и усилитель промежуточной частоты — должны обладать таким усилением, чтобы при входном напряжении 50 *мкв* напряжение на входе детектора достигало 1—2 или 0,2 *в*. Если в нашем приемнике применить ламповый детектор, то коэффициент усиления каскадов приемника, находящихся до детектора, должен быть равен

$$K_{\text{общ}} = \frac{U_{\text{вх.д}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2}{50 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^4.$$

Вообще при определении числа каскадов приемника следует принять наиболее «тяжелый» случай, т. е. выбрать коэффициент усиления с запасом в 1,5—2 раза и считать $K_{\text{общ}} = 8 \cdot 10^4$. Тогда требуемая чувствительность будет наверняка обеспечена. Кроме того, значительное усиление блоков высокой и промежуточной частот повышает эффективность работы АРУ и позволяет автоматически регулировать усиление приемника, начиная с более малого уровня входного напряжения, а значит, увеличивать величину *A* (см. стр. 92).

Итак, примем для нашего приемника коэффициент усиления $K_{\text{общ}} = 8 \cdot 10^4$. Теперь надо распределить это усиление между входным устройством, усилителем высокой частоты, преобразователем

и усилителем промежуточной частоты. Можно считать, что эти каскады приемника обладают следующими коэффициентами усиления:

Входное устройство	2—5 (на КВ)
Каскад УВЧ:	
на лампе, апериодический	15—20 (на ДВ и СВ)
на лампе, резонансный . .	3—6 (на КВ), 20—25 (на ДВ и СВ)
на транзисторе, апериодический	5—20 (на ДВ и СВ)
на транзисторе, резонансный	3—15 (на КВ), 15—20 (на ДВ и СВ)
Преобразователь частоты:	
на лампе	15—25
на транзисторе	1—5
Каскад УПЧ:	
на лампе	70—120
на транзисторе, апериодический	5—15
на транзисторе, резонансный	10—30

Распределять усиление между блоками усиления высокой частоты и блоками усиления промежуточной частоты надо в следующей пропорции: коэффициент усиления по промежуточной частоте $K_{п\,ч}$ должен быть в 100—200 раз больше коэффициента усиления по высокой частоте $K_{в.ч}$ (вспомните, ведь основное усиление сигнала производится на промежуточной частоте).

Предположим, что мы строим ламповый приемник и он будет иметь входное устройство и один каскад усиления высокой частоты. Тогда общий коэффициент усиления по высокой частоте на коротковолновом диапазоне будет:

$$K_{в.ч} = K_{вх.устр} K_{у.в.ч} = 3{,}5 \cdot 5{,}5 \approx 20.$$

Отсюда требуемый коэффициент усиления по промежуточной частоте (усиление преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты) будет:

$$K_{п.ч} = \frac{K_{пр}}{K_{в.ч}} = \frac{8 \cdot 10^4}{20} = 4 \cdot 10^3.$$

Проверим соотношение выбранных коэффициентов:

$$\frac{K_{п.ч}}{K_{в.ч}} = \frac{4 \cdot 10^3}{20} = 200.$$

Такое соотношение приемлемо.

Далее определим число каскадов усилителя промежуточной частоты. Очевидно, что коэффициент $K_{п\,ч} = 4 \cdot 10^3$ можно получить с помощью двухкаскадного усилителя, так как даже при коэффициенте усиления одного каскада, например 70, двухкаскадный усилитель будет обладать усилением $K_{у.п.ч} = 70^2 = 4{,}9 \cdot 10^3$. Кроме того, если еще учесть коэффициент усиления преобразователя, больший единицы (во всех схемах, кроме схемы диодного преобразователя),

то необходимый коэффициент усиления $K_{п\,ч}$ будет наверняка обеспечен при двухкаскадном усилителе промежуточной частоты.

Таким образом, исходя из принятой чувствительности 50 *мкв*, мы определили, что приемник должен содержать один каскад усиления высокой частоты и два каскада усиления промежуточной частоты. Теперь надо проверить выбранную блок-схему приемника из соображений получения нужной избирательности.

Избирательность супергетеродинного приемника Se показывает, во сколько раз будет ослаблена амплитуда сигнала соседней по частоте радиостанции (т. е. сдвинута по частоте на ± 10 *кгц*) по сравнению с амплитудой полезного сигнала $U_{рез}$, частота которого равна частоте настройки. ГОСТ устанавливает следующие требования к избирательности радиовещательных приемников: высший класс — 60 *дб*; I класс — 46 *дб*; II класс — 34 *дб*; III класс — 26 *дб*; IV класс — 16 *дб*.

Почему выбраны именно такие значения избирательности по соседнему каналу?

Как и при выборе чувствительности, в этом случае необходимо получить наилучшее качество воспроизведения радиопередачи. Выбрать худшую избирательность — значит, увеличить уровень помех, особенно при приеме дальних станций. Если же принять более высокие значения избирательности, то придется очень усложнить усилитель промежуточной частоты, причем число его каскадов будет определяться не коэффициентом усиления, необходимым для получения заданной чувствительности приемника, а соображениями обеспечения высокой избирательности. Вы, конечно, помните, что избирательность по соседнему каналу обеспечивается фильтрами усилителя промежуточной частоты. Как рассчитать эти фильтры на заданную избирательность, рассказано на стр. 75. Там же приведен расчет для приемника с избирательностью по соседнему каналу 60 *дб*. Из расчета видно, что получить такую избирательность по соседнему каналу при двухкаскадном усилителе промежуточной частоты можно только в том случае, если применить в его фильтрах контуры высокой добротности. Получить значительно лучшую избирательность по соседнему каналу при двухкаскадном усилителе уже не удается. Именно поэтому ГОСТ предусматривает для приемника высшего класса (а такой приемник, как мы установили выше, должен иметь двухкаскадный усилитель промежуточной частоты для получения чувствительности 50 *мкв*) избирательность по соседнему каналу 60 *дб*.

Однако припомните, что когда мы рассчитывали фильтры промежуточной частоты приемника на избирательность по соседнему каналу 60 *дб*, оказалось возможным получить такую избирательность при связи между контурами $\eta = 1$ (т. е. критической связи и одновершинной резонансной характеристике) только при добротности контуров фильтров около 210—220 Это высокая добротность, поэтому мы пересчитали контуры фильтров на добротность $Q = 140$ и определили, что при такой добротности необходимая избирательность может быть получена только при значительно меньшей связи между катушками фильтров $\eta = 0{,}3$. Однако при этом резко уменьшается коэффициент усиления каскада УПЧ. Если принять такую связь ради уменьшения добротности контуров фильтров промежуточной частоты, то надо проверить, обладает ли двухкаскадный усилитель промежуточной частоты усилением, необходимым для получения чувствительности приемника 50 *мкв*. Для этого по формуле,

приведенной на стр 79, подсчитаем коэффициент усиления каскада УПЧ, например, на лампе 6К4П

$$K = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SR_{рез} = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SQ \sqrt{\frac{L}{C}} =$$

$$= \frac{0,3}{0,3^2 + 1} 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 140 \sqrt{\frac{600}{0,0002}} = 316.$$

Двухкаскадный усилитель будет обладать усилением $K_{у\,п\,ч} = K^2 = 316^2 = 1 \cdot 10^4$. Нам же требуется коэффициент усиления по промежуточной частоте $K_{п\,ч} = 4\ 10^4$. Но с учетом коэффициента усиления преобразователя частоты $K_{преоб} = 20$ получим общий коэффициент усиления по промежуточной частоте нашего будущего приемника:

$$K_{п.ч} = K_{у.п\,ч}\, K_{преоб} = 1 \cdot 10^4 \cdot 20 = 2 \cdot 10^5.$$

Это намного больше необходимого нам усиления. Таким образом, получается, что можно обойтись одним каскадом УПЧ, но раньше мы установили, что избирательность 60 *дб* (при добротности контуров 140) может быть обеспечена только двухкаскадным УПЧ. Поэтому придется снизить коэффициент усиления соответствующим выбором режима ламп.

Теперь выберем избирательность приемника по зеркальному каналу. ГОСТ устанавливает следующие значения этой избирательности на коротковолновом диапазоне. высший класс — 25 *дб*; I класс — 14 *дб*; II класс — 12 *дб*.

Как видите, требования к избирательности по зеркальному каналу более скромны, чем в избирательности по соседнему каналу. Чем это вызвано? Может быть помехи от радиостанций, работающих на зеркальном канале, меньше мешают приему, чем помехи от соседних по каналу радиостанций?

Нет, помехи и от тех, и от других станций одинаково неприятны. Правда, можно надеяться, что вероятность появления помехи по зеркальному каналу на ДВ и СВ не столь велика, как по соседнему: ведь зеркальная помеха появится только в том случае, если мешающая радиостанция работает на частоте, которая на $2f_п$ выше частоты принимаемой полезной радиостанции. Но коротковолновый диапазон столь плотно «заселен» самыми различными радиостанциями, что вероятность появления зеркальной помехи тоже очень велика. Видимо, ГОСТ предъявляет к избирательности по зеркальному каналу меньшие требования по каким-то другим причинам. Как Вы помните, избирательность по зеркальному каналу обеспечивается высокочастотными контурами, включенными перед смесителем Один такой контур с добротностью $Q = 50 \div 80$ на коротковолновом диапазоне обеспечивает избирательность $S_e' = 12 \div 20$.

Радиоприемники высшего класса имеют усилитель высокой частоты. Их избирательность по зеркальному каналу, обеспечиваемая уже двумя высокочастотными контурами, почти вдвое выше избирательности приемника, не имеющего усилителя высокой частоты. Но чтобы получить еще лучшую избирательность по зеркальному каналу, приближающуюся к значению избирательности по соседнему каналу, надо иметь в приемнике два каскада усиления высокой частоты, а это сложная задача, так как требуется счетверенный блок

конденсаторов настройки, двухкаскадный усилитель высокой частоты работает менее устойчиво, увеличиваются габариты переключателя диапазонов и количество высокочастотных контуров Вот почему даже в очень хороших радиовещательных приемниках ограничиваются избирательностью по зеркальному каналу, равной 26 *дб*.

Из сказанного можно сделать вывод, что если Вы хотите сделать приемник с высокой избирательностью по зеркальному каналу, то надо ввести в его схему резонансный усилитель высокой частоты независимо от того, требуется ли он для получения необходимой чувствительности.

Итак, порядок составления блок-схемы супергетеродинного приемника следующий Исходя из соображений необходимой избирательности по зеркальному каналу, определяют количество высокочастотных контуров. включенных перед смесителем; при этом ориентируются на определенную добротность этих контуров. В результате выясняется, должен ли приемник иметь резонансный усилитель высокой частоты.

Затем, учитывая предполагаемую чувствительность будущего приемника, определяют коэффициент $K_{в\,ч}$. Если он недостаточен, т. е. меньше $1/200\ K_{п\,ч}$, то в схему приемника придется ввести апериодический каскад усилителя высокой частоты (если не хотят вводить резонансный каскад УВЧ или один такой каскад уже имеется в схеме приемника).

Далее переходят к усилению промежуточной частоты, выбирая количество его каскадов, добротность контуров и связь между контурами фильтра таким образом, чтобы добиться получения, с одной стороны, нужной избирательности по соседнему каналу, а с другой — требуемой полосы пропускания (см стр 77). Определенное таким образом количество каскадов проверяют с точки зрения получения необходимого коэффициента усиления и устойчивой работы усилителя. Если коэффициент усиления УПЧ меньше необходимого коэффициента $K_{п\,ч}$, то для получения нужной чувствительности приемника надо увеличить число каскадов усилителя промежуточной частоты, применив фильтры промежуточной частоты с меньшей добротностью.

В заключение выбирают усилитель низкой частоты Коэффициент его усиления должен быть таким, чтобы обеспечить необходимое напряжение звуковой частоты U на сетке лампы оконечного каскада:

$$K_{н\,ч} = \frac{U}{0,9 U_{вх.д}},$$

где $U_{вх\,д}$ — напряжение на входе детектора, *в*.

Величина напряжения U зависит от схемы выходного каскада (двухтактная или однотактная), а также выходной лампы Таким образом, коэффициент усиления этого усилителя не зависит от чувствительности приемника, а определяется только необходимой выходной мощностью приемника

На основании такого расчета составляют блок-схему приемника, на которой указывают количество каскадов, типы ламп или транзисторов, коэффициенты усиления каждого каскада, частоту настройки контуров, их добротность и полосу пропускания. Затем по блок-схеме подбирают типовые принципиальные схемы отдельных каскадов и составляют общую принципиальную схему приемника.

ОТ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ — К РЕАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ

Перед Вами принципиальная схема супергетеродинного приемника. Как же эту схему воплотить в реальную конструкцию?

Это непросто И не только потому, что для этого надо уметь слесарничать, паять и монтировать радиодетали. Дело в том, что принципиальная схема во многом отличается от реальной схемы приемника, собранного не из воображаемых, а настоящих деталей.

Самое главное, что отличает реальную конструкцию от ее принципиальной схемы, — наличие в конструкции паразитных связей между отдельными деталями и блоками. Возникновение этих связей (емкостных — через емкость между проводниками и деталями монтажа, индуктивных — из-за взаимоиндукции между контурными катушками, проводниками, дросселями и трансформаторами, активных — из-за протекания токов нескольких каскадов через общее сопротивление, например через резистор в общей цепи питания или через внутреннее сопротивление источника питания) может так видоизменить реальную схему приемника, что его работа становится неустойчивой, он самовозбуждается и его параметры совершенно не соответствуют расчетным. Таким образом, трудность конструирования заключается в том, чтобы избежать возникновения паразитных связей или хотя бы сделать их как можно меньшими. Этого можно достигнуть соответствующим расположением блоков и деталей на шасси приемника и применением экранировки.

Рис. 70. Наиболее частые паразитные высокочастотные связи в супергетеродинном приемнике.

Однако прежде всего надо представлять себе, какие паразитные связи могут возникнуть в данной схеме; поэтому рассмотрим обычную блок-схему супергетеродинного приемника (рис. 70) и нанесем на нее возможные паразитные связи. Заметим, что особенно трудно конструировать транзисторные приемники. Как правило, их стараются сделать малогабаритными, а это приводит к очень тесному монтажу и плотному расположению деталей на шасси. «Теснота» же — весьма благоприятная почва для возникновения всевозможных паразитных связей. Поэтому не очень увлекайтесь малыми габаритами.

Итак, рассмотрим возможные паразитные связи в блок-схеме, показанной на рис. 70.

Связь 1. Это либо емкостная связь между секциями блока конденсаторов настройки, либо индуктивная между катушками входного и гетеродинного контуров. Такая связь приводит к неустойчивой работе гетеродина, особенно в высокочастотной части диапазона, а также к взаимной зависимости настроек этих контуров. Чтобы такой связи не возникало, контурные катушки надо располагать возможно ближе к блоку конденсаторов настройки и переключателю диапазонов, чтобы укоротить соединительные провода. Если применяются галетный переключатель диапазонов и катушки индуктивности больших размеров (катушки с карбонильными цилиндрическими сердечниками), то катушки входного контура отделяют от катушек гетеродинного контура металлическими перегородками (экранами) или заключают в металлические стаканы или прямоугольные коробки.

Катушки с броневыми карбонильными или ферритовыми сердечниками можно не экранировать, так как их магнитные поля практически сосредоточены внутри сердечника. Это же относится к малогабаритным катушкам с цилиндрическими ферритовыми сердечниками.

Если в приемнике применена ферритовая антенна, магнитное поле которой всегда значительно, то катушку гетеродинного контура следует располагать так, чтобы их магнитные поля были взаимно перпендикулярны. В противном случае придется экранировать гетеродинный контур.

Связь 2. Это связь между выходом лампы или транзистора преобразователя и магнитной антенной или катушкой входного контура. Такая связь приводит к самовозбуждению на частотах, близких к промежуточной.

Связь 3. Индуктивная или емкостная связь выхода усилителя промежуточной частоты со входом преобразователя частоты. Возникает она тем чаще, чем больше усиление сигнала промежуточной частоты и приводит к самовозбуждению усилителя промежуточной частоты или неустойчивой работе приемника на частотах, близких к промежуточной. Особенно часто эта связь возникает в транзисторных малогабаритных приемниках с магнитной антенной. Поэтому при размещении деталей на шасси надо стараться максимально удалить последний фильтр промежуточной частоты от антенных цепей, хорошо его экранировать, а если надо, то экранировать и транзистор последнего каскада усилителя промежуточной частоты.

Такого же рода связь может возникнуть и при близком расположении детектора или регулятора громкости около входных цепей приемника.

Конечно, здесь перечислены только основные паразитные высокочастотные связи. Предосторожности следует соблюдать при монтаже каждого высокочастотного каскада: относить как можно дальше сеточную цепь от анодной (базовую от коллекторной), детали, относящиеся к данному каналу, располагать вокруг ламповой панели со стороны тех ее выводов, к которым эти детали должны присоединяться, все заземления данного каскада производить в одной точке, которую надо надежно соединить с шасси.

Прежде чем собирать приемник, обязательно составьте монтажную схему. Для этого из плотной бумаги надо вырезать контуры деталей в двух проекциях — в плане и сбоку. На миллиметровой бумаге вычертить прямоугольник, примерно соответствующий размеру шасси. Затем, припомнив все сказанное выше о паразитных связях,

постарайтесь разместить в этом прямоугольнике детали будущего приемника. Когда места расположения деталей найдены, отметьте на чертеже шасси контуры деталей, центры отверстий, необходимые вырезы и т. п. Продумайте способы крепления деталей, размещение экранов, расположение ручек настроек. Если окажется, что надо передвинуть детали, то лучше это сделать на листе бумаги, чем потом в конструкции.

Особенно тщательно надо продумать расположение деталей малогабаритного приемника при тесном монтаже. Желательно на чертеже шасси нарисовать детали в натуральную величину и соединить их линиями — проводниками, т. е. составить монтажную схему. Не жалейте на это время, потому что такая предварительная работа сэкономит время потом когда будете делать настоящий монтаж, а главное позволит заранее продумать расположение деталей и избежать ошибок, которые очень трудно устранить на уже сделанном шасси.

При составлении монтажной схемы одновременно надо выбрать вид монтажа приемника. В настоящее время применяют следующие виды монтажа:

1. Свободный (плоскостной) монтаж, когда все детали размещены на одном плоском шасси. Этот вид монтажа наиболее широко распространен в радиолюбительской аппаратуре.

2. Объемный монтаж, при котором радиодетали заполняют весь объем радиоприбора в несколько этажей. Такой монтаж отличается большой компактностью, но радиолюбители применяют его редко, так как хотя радиоаппарат удается сделать малогабаритным, но очень затруднен доступ к деталям в случае ремонта или налаживания.

3. Печатный монтаж. При этом способе монтажа детали укрепляют на гетинаксовой плате (панели), а соединения между ними осуществляют плоскими проводниками, приклеенными к одной стороне платы. Печатные платы изготовляют следующим образом: на фольгированный гетинакс (гетинакс, обклеенный медной фольгой) наносят типографским способом (почему такой монтаж и называется «печатным») рисунок печатного монтажа, после чего плату погружают в травящий раствор. В местах, не защищенных краской, фольга вытравливается, и на плате остаются проводники, которые были защищены краской. Подробнее о печатном монтаже можно прочесть в брошюрах Г. А. Бортновского «Печатные схемы в радиолюбительских конструкциях» (Госэнергоиздат, 1959) и Л. Я. Шрайбера Э. И. Макушева «Печатные схемы в радиотехнике» (изд-во «Энергия», 1967). Печатный монтаж используется радиолюбителями главным образом в малогабаритной радиоаппаратуре на транзисторах.

4. Блочный монтаж характеризуется разделением всего радиоустройства на ряд отдельных блоков. Такой монтаж часто применяют в сложных радиоустройствах. Внутри же каждого блока монтаж может быть свободным, объемным или печатным.

Если для электрического соединения деталей используется жесткий провод или проволочные выводы самих деталей, монтаж называют жестким. Когда же применяют гибкий изолированный провод, монтаж называется мягким.

Жесткий монтаж применяется преимущественно в высокочастотных каскадах радиоприемника. Его выполняют медным луженым проводом диаметром 1—1,5 *мм* (помятый монтажный провод выпрямляют вытягиванием: один конец провода закрепляют в тисках, а другой зажимают плоскогубцами и вытягивают). При пересечении голых проводов на них надо надеть хлорвиниловые или кембриковые трубочки. Детали небольшого размера крепят непосредственно на лепестках ламповых панелей и выводах крупных деталей, закрепленных на панели или шасси. Если мелкие детали не удается так укрепить, для их подвески используют опорные изоляторы — укрепленные на шасси изоляционные стойки с металлическими контактными лепестками Концы провода при монтаже механически закрепляют в лепестках или выводах деталей, а затем пропаивают оловянно-свинцовыми припоями типа ПОС-40, ПОС-60.

Соединения выводов деталей и проводов с шасси осуществляют с помощью так называемых заземляющих лепестков. Их крепят к шасси винтами с гайками, заклепками, пистонами или припаивают.

Мягкий монтаж применяют в низкочастотных блоках приемника, при монтаже цепей питания или выпрямительных устройств. Такой монтаж выполняют гибким многожильным проводом в полихлорвиниловой изоляции. При этом мелкие детали, как правило, крепят на монтажных (расшивочных) панелях из изоляционного материала, имеющих два ряда контактов, к которым припаивают проволочные выводы панелей и монтажные провода На каждой паре контактов крепят одну деталь (резистор, конденсатор, полупроводниковый диод), но иногда для уменьшения размеров монтажной панели к каждому лепестку крепят выводы не одной, а двух деталей (разумеется, если эти выводы должны по схеме соединяться).

Монтаж цепей накала ламп производят свитым в шнур гибким проводом в резиновой или полихлорвиниловой изоляции. Для уменьшения фона переменного тока среднюю точку обмотки накала на трансформаторе следует заземлить. При монтаже иногда приходится вести на значительное расстояние пучок проводов. В этом случае их связывают в жгут, который укрепляют на шасси металлическими скобами.

Теперь о выборе резисторов и конденсаторов При выборе резисторов надо обращать внимание не только на сопротивление, но и на допуск номинального сопротивления, т. е. наибольшее возможное отклонение действительной величины от номинальной, обозначенной на корпусе резистора, а также выбирать резистор необходимой электрической мощности Последнее означает, что резистор должен обладать способностью длительное время рассеивать определенную электрическую мощность без вреда для его работы в схеме. По допуску резисторы изготавливаются с предельными отклонениями от номинальной величины ±5, ±10 и ±20%, что же касается мощности резисторов, то она может быть 0,12; 0,25; 0,5; 1 и 2 *вт* и выше.

В радиоприемной аппаратуре применяют следующие типы резисторов.

Резисторы ВС — непроволочные углеродистые резисторы мощностью от 0,12 до 2 *вт* и выше. Резисторы этого типа представляют собой цилиндрический керамический стержень, на поверхность которого в виде спирали нанесен слой углерода, который и является собственно говоря резистором.

Резисторы МЛТ (или МЛШ) изготавливаются мощностью от 0,125 до 2 *вт*. Они представляют собой керамическую трубку, на поверхность которой по спирали нанесен очень тонкий слой специального металлического сплава, обладающего большим удельным

сопротивлением. Резисторы МЛТ окрашены в красный, а МЛШ — в зеленый цвет. По качеству резисторы МЛТ лучше резисторов МЛШ.

Проволочные эмалированные резисторы ПЭ (или ПЭВ) представляют собой керамическую трубку, на которую намотана нихромовая или константановая проволока. Обмотка эта покрыта сверху стекловидной эмалью коричневого или зеленого цвета. Номинальная мощность этих резисторов от 2,5 до 100 *вт*.

В табл. 10 ориентировочно указаны мощности рассеяния резисторов (для ламповых приемников), а также допуски на сопротивления в зависимости от места резистора в схеме приемника. Замечу, что падение напряжения на резисторах типов ВС и МЛТ не должно быть более 150 *в*.

Таблица 10

Место резистора в схеме	Мощность рассеивания, *вт*	Допуск, %
Все цепи каскадов УВЧ и УПЧ и предварительного усиления НЧ на транзисторах	0,12	±10
Цепи управляющих сеток ламп каскадов УВЧ, УПЧ и УНЧ, преобразователя, оптического индикатора настройки, цепи АРУ	0,25	±20
Цепи сетки гетеродина, нагрузка детектора, цепь экранирующей сетки лампы каскада предварительного УНЧ, корректирующая цепочка этого каскада, цепи отрицательной обратной связи	0,25	±10
Цепи катода ламп УВЧ или предварительного каскада УНЧ, а также каскадов УПЧ (сопротивление автоматического смещения), резисторы в эмиттерных цепях транзисторных каскадов	0,25	±5
Цепь экранирующей сетки лампы каскада УВЧ, УПЧ или лампы преобразователя, анодная цепь лампы каскада УВЧ и предварительного каскада УНЧ Цепь первичной обмотки выходного трансформатора .	0,5	±10
Цепи катода и экранирующей сетки лампы оконечного каскада УНЧ	1—2	±10

При выборе конденсаторов, кроме значений емкости и допустимого отклонения емкости (в процентах), надо обращать внимание на рабочее напряжение конденсатора — наибольшее напряжение между обкладками конденсатора, при котором он способен надежно и длительно работать. Следует иметь в виду, что допустимое напряжение переменного тока на конденсаторе всегда меньше рабочего напряжения постоянного тока. При работе конденсатора в цепи пульсирующего тока сумма напряжения постоянного тока и амплитудного значения напряжения переменного тока не должна превышать его рабочего напряжения.

Таблица 11

Место конденсатора в схеме	Рекомендуемый тип конденсатора	Рабочее напряжение конденсатора, *в*	Допуск, %	Вид конденсатора
Антенная цепь	КДК, КТК, КТМ	500, 150	Любой	Любой цвет
	КС, КСО	500, 250	»	Любая группа
	БМ, КБ, КБГ-И	150, 200	»	—
	ПМ	60	»	—
Колебательный контур гетеродина диапазонов СВ и ДВ	КТК	500	±5	Красный
	КС	500	±5	Группа П
	КСО	250, 500	±5	Группы В, Г
То же диапазона КВ	КТК, КТМ	500, 160	±10	Красный
Другие колебательные контуры диапазонов СВ и ДВ, фильтры ПЧ	КТК, КТМ	500, 160	±10	Красный
	КС	500	±10	Группа П
	КСО	250, 500	±10	Группы В, Г
То же диапазона КВ	КТК, КДК, КДО, КДМ, КТМ	500, 160	±20	Красный, голубой, серый, синий
Связь между контурами фильтра ПЧ	КДК, КТК, КТМ	500, 160	±10	Голубой, серый
	КС	500	±10	Группы О, М
	КСО	250, 500	±10	Группы В, Г
Цепь управляющей сетки лампы гетеродина	КДК, КТК, КТМ	500, 160	±10	Голубой, серый
	КС	500	±10	Группы О, М
	КСО	250, 500	±10	Группы В, Г
Конденсатор, шунтирующий резистор автоматического смещения в ламповых схемах	КТК, КДК	300, 500 250	Любой +100 —20	Зеленый, красный, оранжевый, желтый
	КСО	250, 500	±20	Любая группа
	БМ, КБ, КБГ-И	150—400	±20	—
	КБГ-М1	400	±20	—
Фильтр цепи АРУ и сетки электронного индикатора	БМ, КБ КБГ-И, КБГ-М1	150—200	±20	—
Переходный конденсатор между каскадами УНЧ в ламповых схемах	КСО	250, 500	±20	Любая группа
	БМ, КБ	150—400	±20	—
	КБГ-И, КБГ-М2	400	±20	—
	ПО	300	±20	—
	ПМ	60	±20	—
	КТК, КДК, КДС	250—500	Любой	Зеленый, желтый, оранжевый

Место конденсатора в схеме	Рекомендуемый тип конденсатора	Рабочее напряжение конденсатора, *в*	Допуск, %	Вид конденсатора
То же в схемах на транзисторах	ЭМ, КЭ К50-3	4—15	Любой	—
Цепь экранирующей сетки лампы предварительного каскада УНЧ	БМ, КБГ-И, КБГ-М1	200, 400 100, 400	±20 ±20	—
	МБМ МБГЦ, МБГП			—
То же оконечного каскада УНЧ	КЭ, КЭГ	150—300	+50 −20	—
	МБГП, МБГО	160—400	±20	—
Конденсатор, шунтирующий резистор автоматического смещения каскада предварительного УНЧ	КЭ, КЭГ, ЭМ, К50-3	4—8	±50 −20	—
То же оконечного каскада УНЧ	КЭ, КЭГ ЭМ, К50-3	8—20	+50 −20	—
Сглаживающий фильтр выпрямителя питания	КЭ, КЭГ	300—450	+50 −20	—
	МБГО, МБГП	250—600	±20	—
Помехозащитный конденсатор в цепи первичной обмотки силового трансформатора	КБГ-И, КБГ-М1	400	±20	—
	БГМ, КБ	400	±20	—

Что касается выбора типа конденсатора для применения в данной цепи или в данном блоке приемника, то тут надо руководствоваться табл. 11. В этой таблице упомянуты следующие конденсаторы:

Керамические конденсаторы КТК (трубчатый керамический), КТМ (трубчатый малогабаритный), КТН (трубчатый повышенной надежности) представляют собой тонкостенные керамические трубки, на внешнюю и внутреннюю поверхности которых нанесены тонкие слои серебра Керамические конденсаторы КДК (дисковый керамический), КДС (дисковый сегнетокерамический), КДМ (дисковый малогабаритный), КДУ (дисковый для УКВ) представляют собой тонкие круглые керамические пластинки, на поверхности которых нанесены обкладки в виде слоев серебра.

Перечисленные керамические конденсаторы выпускаются окрашенными в различные цвета. По цвету конденсатора можно судить об устойчивости его емкости к изменениям окружающей температуры. Конденсаторы, окрашенные серой эмалью (или имеющие на корпусе маркировку буквой Р), называются термостабильными, так

как при изменении температуры емкость их изменяется незначительно. Емкость конденсаторов, окрашенных в синий цвет (или маркированных буквой С), при повышении температуры увеличивается больше. Емкость конденсаторов, окрашенных в голубой, красный или зеленый цвет (или соответственно маркированных буквой М, Д или К), при повышении температуры, наоборот, уменьшается. При этом меньше всего влияет температура на емкость конденсаторов голубого цвета и больше всего — на емкость конденсаторов зеленого цвета. Эти конденсаторы называют термокомпенсирующими. Они позволяют значительно улучшить работу контуров при изменении температуры окружающей среды — сделать работу контуров менее зависящей от температуры. Конденсаторы, окрашенные в оранжевый, желтый или красный цвет с синей отметкой, сделаны из сегнетокерамики. Их емкость сильно изменяется при изменении температуры, но зато при тех же габаритах они обладают большей емкостью, чем керамические конденсаторы.

Стеклоэмалевые конденсаторы КС, маркированные буквой О, при изменении температуры изменяют емкость незначительно. Емкость конденсаторов, маркированных буквой Р, при повышении температуры увеличивается, а емкость конденсаторов, маркированных буквами М и П, при повышении температуры уменьшается; при этом больше всего влияет температура на емкость конденсаторов, маркированных буквой П.

Слюдяные конденсаторы КСО по устройству обкладок разделяются на два вида: с обкладками из фольги и обкладками из серебра, нанесенного непосредственно на поверхность слюды. Конденсаторы второй конструкции имеют на корпусе букву Б, В или Г. Из конденсаторов с серебряными обкладками наименее подвержена изменениям при колебаниях температуры емкость конденсаторов группы Г. Емкость конденсаторов с обкладками из фольги (они не имеют на корпусе буквенной маркировки) наименее стабильна как при изменениях температуры, так и во времени.

Бумажные конденсаторы типов КБ (бумажный), БМ (малогабаритный), БГМ (бумажный герметический малогабаритный), КБГ-М (то же в металлическом корпусе), КБГ-И (то же в корпусе из изоляционного материала) имеют обкладки из алюминиевой ленты, а диэлектриком служит специальная бумажная лента.

Металлобумажные конденсаторы МБМ (малогабаритные), МБГЦ (герметические цилиндрические), МБГП (герметические в прямоугольном корпусе) и МБГО (герметические с однослойным диэлектриком) выгодно отличаются от бумажных конденсаторов меньшими размерами, а также способностью самовосстанавливаться в случае электрического пробоя диэлектрика.

В конденсаторах пленочных ПО, ПОВ, ПМ-1 и ПМ-2 в качестве диэлектрика используются пленки из полистирола.

Электролитические конденсаторы КЭ-1 и КЭ-2 имеют корпуса в виде алюминиевых цилиндров с крышками из изоляционного материала. Выводной лепесток положительного полюса расположен на этой крышке. Минус включается в корпус конденсатора. К днищам некоторых конденсаторов КЭ-1 приварены овальные или прямоугольные фланцы для крепления конденсаторов к шасси. Конденсаторы КЭ-2 снабжены пластмассовыми втулками с резьбой и гайками для их крепления. Конденсаторы КЭГ-1 и КЭГ-2 (герметизированные) имеют герметически запаянные прямоугольные корпуса. Вывод положительного полюса выведен к контактному лепестку,

укрепленному на стеклянном изоляторе Конденсаторы ЭМ (малогабаритные) предназначены для применения в аппаратуре с полупроводниковыми приборами. Они выполнены в виде маленьких гильз с проволочными контактными выводами.

НА ПОРОГЕ НАЛАЖИВАНИЯ

Нам остается рассмотреть, пожалуй, самый важный этап конструирования супергетеродинного приемника — его налаживание. Теперь Вы должны на практике проверить все то, о чем мы говорили в предыдущих главах, и заставить Ваш приемник работать с такими характеристиками и параметрами, на которые была рассчитана принципиальная схема. Для этого нужны не только знания принципов работы отдельных блоков приемника, но и соответствующие инструменты — измерительные приборы, позволяющие анализировать работу приемника. Ведь налаживание без измерений — это поиски вслепую, когда можно только случайно наткнуться на неисправность. Только с помощью измерительных приборов можно представить себе, в каком состоянии находится налаживаемый радиоприемник, на какие частоты настроены его контуры, выяснить, достаточное ли питание подается на лампы и транзисторы, в каком режиме они работают.

Какие же приборы нужны для налаживания супергетеродина?

В первую очередь необходим авометр — прибор, позволяющий измерять ток и напряжение, причем он должен измерять и напряжения звуковых частот до 10—20 кгц. Его можно купить или сделать самому. Конструкции простых авометров неоднократно описывались в журнале «Радио».

Очень нужен для налаживания супергетеродинного приемника генератор стандартных сигналов — высокочастотный генератор, частоту которого можно перестраивать от 100 кгц до 12—25 Мгц. Кроме того, высокочастотный сигнал этого генератора можно модулировать звуковой частотой от специального звукового генератора, который входит в состав генератора стандартных сигналов Генератор стандартных сигналов можно сделать самостоятельно; это не сложнее, чем построить приемник. Например, хороший и вполне доступный для самостоятельного изготовления генератор описан в журнале «Радио» № 9 за 1969 г.

Весьма желательно иметь в лаборатории радиолюбителя и высокочастотный электронный вольтметр, который тоже можно сделать самостоятельно. Вообще чем больше измерительных приборов в распоряжении радиолюбителя, тем интенсивнее работа, тем глубже можно анализировать работу приемника, полнее использовать возможности его схемы. Начав работать с измерительными приборами, Вы скоро почувствуете их полезность и не пожалеете о времени и средствах, затраченных на их изготовление.

Налаживание приемника начинают с того, что создают ему нормальные условия работы в целом: получают от блока питания необходимые напряжения и токи, а также подбирают нормальные режимы работы ламп и транзисторов. Затем — обратите на это внимание — налаживают усилитель низкой частоты и далее все блоки приемника в таком порядке: сначала детектор, потом усилитель промежуточной частоты, преобразователь, усилитель высокой частоты и входное устройство. Не начинайте налаживания приемника наоборот, со входа, например с усилителя высокой частоты, так как

если при этом не работает усилитель низкой частоты, то прием будет отсутствовать, несмотря на все попытки «наладить» усилитель высокой частоты. Не надо также переходить к налаживанию последующего блока до тех пор, пока не будет хорошо настроен предыдущий.

Однако прежде чем начать рассказ о налаживании супергетеродинного приемника, надо вспомнить о необходимости соблюдать правила техники безопасности при обращении с электронной аппаратурой (приемником или измерительным прибором), особенно если в этой аппаратуре имеются цепи с напряжением, достигающим сотен вольт.

Первое, что надо твердо запомнить: нельзя производить в схеме включенного приемника или измерительного прибора какие-либо замены деталей, переключения проводов или пайки. Это очень опасно, так как можно попасть под анодное напряжение и получить сильный удар электрическим током или ожог. Особенно опасно, если одновременно дотронуться до схемы приемника и батареи центрального отопления или других цепей заземления. В таком случае даже напряжение 100—200 *в* может оказаться смертельным или нанести серьезную травму.

Однако и после выключения приемника нельзя сразу касаться его анодных цепей, так как электролитические конденсаторы фильтра выпрямителя могут долго сохранять значительный заряд. Поэтому надо предварительно разрядить эти конденсаторы, замкнув их на корпус отверткой с хорошо изолированной ручкой Помните, что при работе с цепями блока питания надо вынуть вилку из розетки сети переменного тока, иначе можно попасть под напряжение сети.

Следите, чтобы Ваш инструмент имел изолированные ручки: у отверток — пластмассовые или текстолитовые; у кусачек, пинцетов, плоскогубцев и другого подобного инструмента ручки надо обернуть изоляционной лентой или надеть на них резиновые или полихлорвиниловые трубочки. Внимательно проверяйте также изоляцию проводов высоковольтных цепей и цепей питания.

Но все же иногда приходится работать и при включенном приемнике, например измерять напряжение, настраивать колебательные контуры и т. п. В этом случае надо работать только одной рукой. При этом проверьте, хорошо ли изолированы щуп прибора и соединительные провода. Настраивать контуры надо изоляционной отверткой.

При отпайке деталей выводы их иногда застревают в отверстии контактного лепестка или цепляются за провода. Остерегайтесь в таких случаях резко дергать деталь или проводник, так как от рывка капли расплавленного припоя могут попасть в глаза или на лицо.

Итак, приступаем к налаживанию. Перед первым включением надо тщательно проверить правильность собранной схемы приемника, с помощью омметра убедиться, что в анодных и других высоковольтных цепях нет коротких замыканий. Вместо омметра можно применить пробник — стрелочный вольтметр с батарейкой. Если схема в порядке, включают приемник и измеряют напряжение блока питания (или батарей) под нагрузкой. Если оно много меньше нормального, то надо проверить резисторы в схеме фильтра выпрямителя, а также исправность электролитических конденсаторов (ток утечки этих конденсаторов). Следует также проверить исправность кенотрона или полупроводниковых выпрямителей. Пониженное напряжение на выходе выпрямителя может быть в результате замы-

кания обмоток трансформатора питания Обнаружить такое замыкание можно по сильному нагреву трансформатора.

При питании приемника от батарей их напряжение под нагрузкой должно отличаться от номинального не более чем на 10—12%. Кроме того, напряжение батареи не должно изменяться в процессе работы приемника. Падение напряжения или резкие его изменения свидетельствуют о разряде батареи или ненадежных контактах в ней.

Далее переходят к подбору режимов ламп или транзисторов, причем начинают с выходной лампы (или транзистора) усилителя

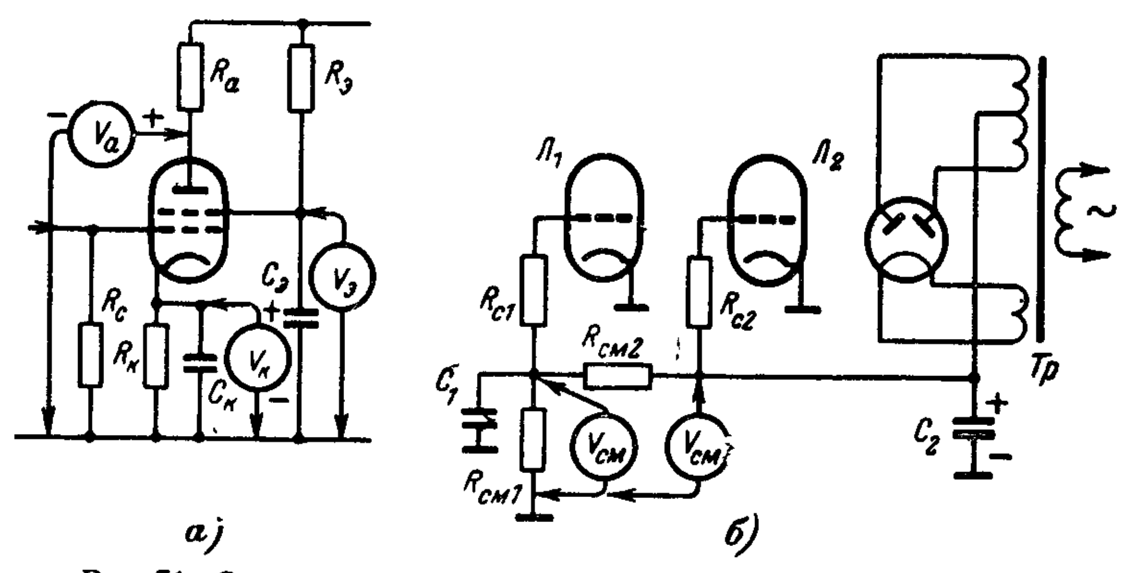


Рис 71. Схемы измерения напряжения на электродах ламп.

а — схема автоматического смещения, *б* — схема получения напряжения смещения с делителя, включенного в минусовую цепь выпрямителя.

низкой частоты, так как она потребляет большой ток и поэтому сильно влияет на величину выходного напряжения выпрямителя, а следовательно, и на режимы остальных ламп и транзисторов приемника.

Напряжение на электродах ламп зависит от сопротивления резисторов, включенных в цепи этих электродов. Изменяя сопротивление, можно изменять и напряжение на электроде Подгонку режима ламп надо начинать с измерения напряжения смещения на управляющей сетке, от величины которого зависит ток, идущий через лампу, а следовательно, и напряжение на аноде. Подгонку напряжения смещения производят изменением сопротивления резистора $R_к$, включенного в катодную цепь, или соответствующего резистора $R_{см}$ в цепочке резисторов, включенных в минусовую цепь выпрямителя (рис. 71). В последнем случае подгонку напряжения смещения надо начинать с той лампы, сопротивление смещения которой присоединено к «земле» (с лампы $Л_1$ на рис. 71, *б*), так как если начать с лампы $Л_2$, подобрав сопротивление резистора $R_{см2}$, а затем перейти к подбору сопротивления резистора $R_{см1}$, то при этом изменится напряжение на управляющей сетке лампы $Л_2$.

Когда установлено напряжение смещения примерно нужной величины, приступают к подгонке напряжения на экранирующей сетке. Подбор напряжения на ней производят изменением сопротивления резистора $R_э$. Для измерения напряжения на экранирующей сетке

нужно обязательно применять высокоомный вольтметр, иначе его показания будут сильно занижены. Наконец, приступают к подгонке напряжения на аноде лампы. Это проводят изменением сопротивления резистора $R_а$. Подобрав напряжения на аноде и экранирующей сетке лампы, следует вновь проверить напряжение смещения на управляющей сетке и, если оно значительно изменилось, заново произвести подгонку режима.

На практике обычно измеряют напряжения на электродах ламп относительно «земли», т. е. относительно минуса источника питания. В справочниках же напряжения на электродах указываются отно-

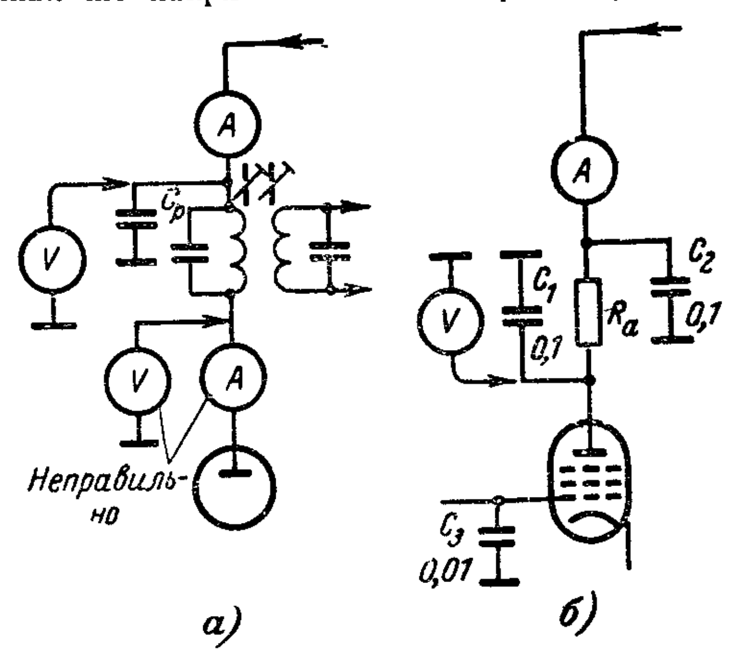


Рис 72. Включение измерительных приборов.

а — включение приборов при наличии развязывающего конденсатора; *б* — то же при отсутствии развязывающего конденсатора.

сительно катода лампы. Поэтому если лампа включена по схеме с автоматической подачей напряжения смещения на управляющую сетку (рис. 71, *а*), напряжение смещения складывается с измеряемым напряжением на электроде лампы Это необходимо учитывать при подгонке режима оконечной лампы усилителя низкой частоты, у которой напряжение смещения обычно велико, около 10—30 *в*.

При измерении напряжений и токов на электродах ламп (транзисторов) надо иметь в виду, что в цепях этих электродов, кроме постоянной составляющей, присутствует и переменная составляющая. Если применена схема, показанная на рис. 72, *а*, то через амперметр, включенный между анодом лампы и контуром фильтра промежуточной частоты (а также через вольтметр, подключенный к аноду лампы), проходят переменная и постоянная составляющие анодного тока. При измерениях эти составляющие должны быть обязательно разделены, т. е прибор следует включить так, чтобы через него проходила только постоянная или только переменная составляющая. Например, через прибор, включенный между развязывающим конденсатором $C_р$ и положительным полюсом источника анодного напряжения (рис. 72, *а*), проходит только постоянная со-

ставляющая анодного тока, так как переменная составляющая через развязывающий конденсатор замыкается на корпус. Таким образом, прибор, предназначенный для измерения постоянной составляющей, следует включать в цепь после развязывающего конденсатора. Если в схеме нет этого конденсатора, то прибор надо шунтировать конденсатором емкостью около 0,1 *мкф*, как это показано на рис. 72, *б*.

Разделение составляющих необходимо потому, что из-за паразитных емкостей прибора и соединительных проводов переменная составляющая тока анодной цепи воздействует на сеточную цепь лампы. Может возникнуть самовозбуждение каскада, что приведет в свою очередь к изменению анодного тока лампы, в том числе его постоянной составляющей, измеряемой прибором. Поэтому включение шунтирующего конденсатора для разделения составляющих совершенно необходимо. Однако может оказаться, что для предотвращения самовозбуждения этого недостаточно; тогда между корпусом и управляющей сеткой лампы можно включить конденсатор емкостью около 0,01 *мкф*. Обнаружить самовозбуждение можно по изменению показаний прибора при изменении положения соединительных проводов.

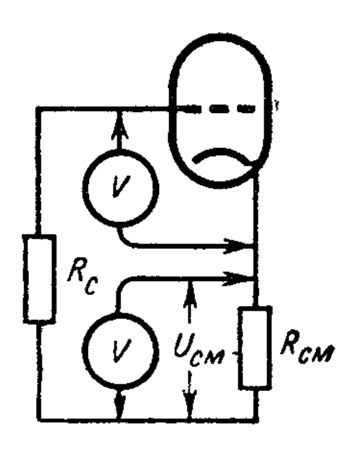


Рис. 73. Включение приборов для измерения напряжения смещения на управляющей сетке лампы.

Я уже говорил, что внутреннее сопротивление вольтметра, предназначенного для измерения режима ламп, должно быть как можно бо́льшим, чтобы оно меньше шунтировало цепь, в которой проводятся измерения. Поэтому, во-первых, надо пользоваться вольтметром с входным сопротивлением 5 000—10 000 *ом/в*, во-вторых, правильно выбирать место подключения прибора. Например пусть надо измерить напряжение смещения на сетке лампы (рис. 73). Если включить вольтметр непосредственно между сеткой и катодом лампы, то он шунтирует резисторы $R_с$ и $R_{см}$. Сопротивление резистора утечки сетки $R_с$ обычно очень велико — не менее 1 *Мом*, поэтому внутреннее сопротивление даже чувствительного магнитоэлектрического авометра составит на шкале 5—10 *в*, в лучшем случае — половину общего сопротивления участка цепи между точками подключения вольтметра. Ошибка измерения при таком включении вольтметра будет очень велика, поэтому правильнее применить при таком включении ламповый вольтметр постоянного тока, входное сопротивление которого составляет десятки мегом.

Однако измерить напряжение смещения можно не только непосредственно на сетке, но и на резисторе $R_{см}$, на котором создается это напряжение. Сопротивление резистора $R_{см}$ редко превышает 1 *ком*, поэтому достаточно точно измерить напряжение на нем можно даже низкоомным вольтметром с сопротивлением не более 1 *ком/в*.

Подбор режимов транзисторов имеет некоторые особенности. Независимо от назначения каскада, в котором работает транзистор (усилитель звуковой или высокой частоты, генератор и т. п.), в схеме каскада всегда можно выделить основные цепи, определяющие режим транзистора по постоянному току (рис. 74). Наиболее простой способ установления рабочей точки транзистора представлен на рис. 74, *а*. Режим транзистора определяется резисторами R_1 и R_2. Резистор R_1 служит нагрузкой, а R_2 — сопротивлением цепи базового смещения. Как и в ламповой схеме, сопротивление нагрузки определяет коэффициент усиления каскада, а от величины смещения зависит положение рабочей точки на характеристике.

В схеме на рис. 74, *а* величина напряжения смещения весьма нестабильна, так как она зависит от тока базы транзистора, который в свою очередь зависит от коэффициента усиления транзистора по

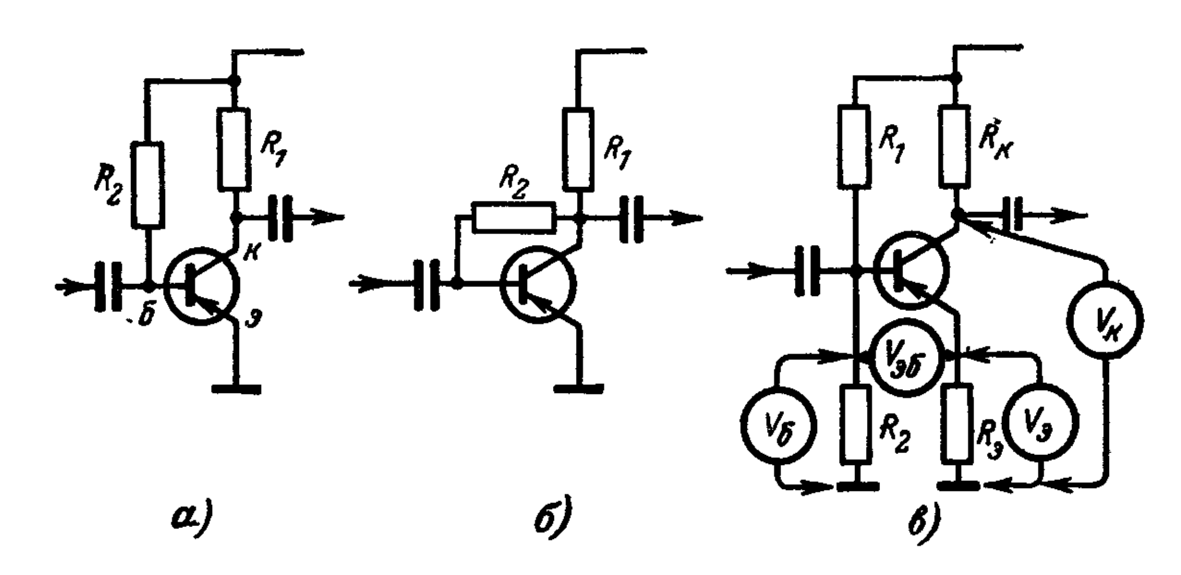


Рис. 74 Различные схемы стабилизации положения рабочей точки и схема измерения напряжений на электродах транзистора.

току, имеющего, как правило, значительный разброс и свойство изменяться при изменении окружающей температуры. Поэтому в этой схеме необходим тщательный подбор сопротивления резистора R_2. Заметим, что разброс коэффициента усиления у различных транзисторов может быть весьма значительным, поэтому приемник, выполненный в полном соответствии с описанием и принципиальной схемой, может не работать, если не подобрана величина резистора смещения.

Чтобы схема хорошо работала без подбора величины резистора в цепи смещения при замене транзисторов и изменении окружающей температуры, прибегают к стабилизации положения рабочей точки. Простейшим видом такой стабилизации является подключение резистора базового смещения непосредственно к коллектору транзистора (рис. 74, *б*). Возникающая при этом обратная связь по постоянному току препятствует изменению положения рабочей точки на характеристике как при замене транзисторов, так и при изменении температуры окружающей среды. Качество стабилизации тем лучше, чем меньше отношение сопротивлений резисторов R_2 и R_1. Однако уменьшению этого отношения есть предел. Например, в оконечном каскаде усилителя низкой частоты вместо резистора $R_к$ обычно включен трансформатор с малым активным сопротивлением обмотки. В большинстве случаев следует применять схему подачи смещения на базу, показанную на рис. 74, *в*. В этой схеме в базовой цепи включен сравнительно низкоомный делитель.

В наиболее распространенных схемах у транзисторов высокочастотных каскадов ток коллектора обычно составляет 0,5—1,5 *ма*, а низкочастотных 0,1—10 *ма*. При этом напряжения смещения в цепях баз находятся в пределах 0,12—0,3 *в* для германиевых и 0,6—0,8 *в* для кремниевых транзисторов (под напряжением смещения понимают напряжение между базой и эмиттером транзистора). Во многих описаниях любительских и промышленных транзисторных радиоприемников указываются для всех каскадов точные значения напряжений смещения транзисторов. Однако при налаживании транзисторных каскадов не нужно стремиться точно выставить указанное в описании значение напряжения между базой и эмиттером. Режим транзистора, обеспечивающий нормальную работу усилительного каскада, однозначно определяется величиной тока коллектора и величиной напряжения между коллектором и эмиттером. При этом напряжение смещения может несколько отличаться от указанного в описании, так как входные характеристики транзисторов имеют разброс. Из-за большой крутизны входной характеристики транзистора даже незначительные изменения напряжения смещения вызывают резкие изменения коллекторного тока. Поэтому при установке режима транзистора по постоянному току значительно удобнее контролировать напряжение на коллекторе или величину коллекторного тока.

Несколько слов о измерении напряжений на электродах транзисторов. При измерении напряжения между базой и эмиттером в схеме, показанной на рис. 74, *в*, надо иметь в виду, что при малом коллекторном токе ток базы также мал; поэтому сопротивление участка база — эмиттер не менее 10 *ком*. Это соизмеримо с входным сопротивлением хорошего высокоомного вольтметра на шкале 1—3 *в*. Следовательно, напряжение $U_{б.э}$ можно измерять только ламповым вольтметром постоянного тока, обладающим очень большим входным сопротивлением. Это же относится и к измерению напряжения $U_б$, так как сопротивления резисторов R_1 и R_2 из соображений экономии питания обычно выбирают значительными.

Напряжение на коллекторе транзистора при небольшом сопротивлении нагрузки $R_к$ (не более 5 *ком*) можно измерять магнитоэлектрическим вольтметром с внутренним сопротивлением 10 *ком/в*. Если же сопротивление нагрузки имеет значительную величину, то необходимо пользоваться ламповым вольтметром. Однако напряжение $U_к$ в этом случае можно измерить косвенным путем с помощью обычного вольтметра. Для этого вначале надо определить ток через транзистор:

$$I = \frac{U_э}{R_э},$$

где $U_э$ — напряжение на резисторе $R_э$, измеренное вольтметром с внутренним сопротивлением 3—5 *ком/в*.

Напряжение $U_к$ в этом случае подсчитывают по формуле

$$U_к = E_к - IR_к.$$

Когда режимы ламп и транзисторов подобраны, можно приступить к налаживанию приемника. Однако такое разделение процессов на подбор режимов и собственно налаживание условно. По существу подбор режимов ламп и транзисторов уже и есть налаживание. На практике редко случается, что после сборки приемника приходится лишь подбирать режим. Обычно при подборе режима одновременно приходится выявлять и устранять различные неисправности каскада, без чего невозможно подобрать режим. Например, обрыв в анодной цепи приведет к отсутствию напряжения на аноде лампы. Поэтому чтобы подобрать анодное напряжение лампы, надо найти и устранить эту неисправность.

НАЛАЖИВАНИЕ НАЧИНАЮТ С ДЕТЕКТОРА

Точнее сказать, налаживание начинают с усилителя низкой частоты приемника. Но так как в этой книге мы рассматривали только высокочастотную часть супергетеродинного приемника, то будем считать, что УНЧ уже налажен.

Амплитудный детектор приемника практически не нуждается в налаживании — надо лишь проверить детали и диод детектора, если сигнал промежуточной частоты не проходит схему детектора. А вот ЧМ детектор требует тщательного налаживания.

Основная задача — получить S-образную характеристику нужной формы, симметричную относительно номинальной промежуточной частоты, без уплощений и искажений горбов, с шириной линейного участка не менее 150—200 *кгц*.

Для снятия характеристики ЧМ детектора и его настройки нужны высокочастотный сигнал-генератор и ламповый вольтметр постоянного напряжения. Настройку начинают с контура детектора (контуры L_2C_2 на рис. 62 и L_2C_5 на рис. 63). Для этого на сигнал-генераторе устанавливают номинальную промежуточную частоту ЧМ канала, присоединяют выход генератора через конденсатор емкостью 100—200 *пф* к управляющей сетке лампы или базе транзистора последнего каскада усилителя промежуточной частоты, а ламповый вольтметр присоединяют параллельно выходу ЧМ детектора. Если схема ЧМ детектора несимметрична (см. рис. 63), то параллельно электролитическому конденсатору подключают два резистора сопротивлением по 0,15 *Мом* каждый, причем эти сопротивления не должны различаться более чем на 1%. Вольтметр в этом случае одним выводом подключают к выходу детектора, а вторым — к общей точке этих двух добавочных резисторов. Вращая сердечник настройки катушки контура L_2, добиваются нулевых показаний вольтметра, т. е. настраивают контур детектора на номинальную промежуточную частоту (как Вы помните из предыдущего, в таком положении суммарное напряжение на нагрузочных резисторах детектора равно нулю). При этом модуляция частоты сигнал-генератора должна быть выключена, так как при амплитудной имеет место и частотная модуляция его колебаний и напряжение на выходе ЧМ детектора при этом уже не будет равно нулю. Для получения нулевых показаний вольтметра часто приходится подбирать положение движка резистора R_3 (см. рис. 62) или диоды детектора.

Далее настраивают контур в цепи анода лампы или коллектора транзистора последнего каскада усилителя промежуточной частоты. Для этого включение сигнал-генератора оставляют прежним, а ламповый вольтметр присоединяют параллельно нагрузочным резисторам детекторов (к точкам *1—1* на рис. 62). Очевидно, что если контур L_1C_1 настроен точно на номинальную промежуточную частоту, то напряжение на этих резисторах наибольшее (только их полярности различны, поэтому их суммарное значение равно нулю). Поэто-

му, вращая подстроечный сердечник контура L_1C_1, добиваются максимальных показаний вольтметра.

Когда контуры L_1C_1 и L_2C_2 настроены, надо снять характеристику ЧМ детектора. Для этого вольтметр включают так, как при настройке контура L_2C_2, и изменяют частоту генератора относительно номинальной в пределах 100 *кгц* в обе стороны, записывая показания вольтметра через каждые 25 *кгц*. По полученным данным строят частотную характеристику детектора. Если характеристика оказывается несимметричной относительно номинальной промежуточной частоты, то надо проверить, равны ли между собой напряжения на половинах катушки L_2. Для этого отключают дроссель $L_д$ и ламповым вольтметром переменного тока измеряют напряжения на половинах катушки L_2. Если эти напряжения неодинаковы (обычно с этим можно столкнуться только при самодельно изготовленной катушке L_2), то, видно, половины катушки L_2 имеют неодинаковое количество витков и надо это исправить, уменьшить количество витков той половины катушки, напряжение на которой больше.

При самодельном изготовлении контуров L_1C_1 и L_2C_2 может потребоваться подбор связи между этими контурами (т. е. расстояния между катушками L_1 и L_2). Это может потребоваться в том случае, если ширина линейного участка характеристики менее 150 *кгц*. Но имейте в виду, что очень большая ширина этого участка (более 200—250 *кгц*) тоже вредна — ухудшается подавление паразитной амплитудной модуляции и уменьшается коэффициент передачи детектора. Обычно одна из этих катушек выполняется на манжете и, передвигая ее, можно подобрать связь между контурами.

Как Вы помните, наилучшее подавление паразитной амплитудной модуляции будет в том случае, если обе ветви детектора имеют одинаковые параметры. Чтобы проверить, так ли это, включают модуляцию сигнал-генератора (подключение генератора прежнее). В идеальном случае тон этой модуляции не должен быть слышен в громкоговорителе приемника (регулятор громкости в положении максимума), но в действительности в большинстве случаев его слышно. Тогда надо попробовать отрегулировать положение движка резистора R_3, запомнить на всякий случай его положение, которое было при настройке контура L_2C_2.

Если регулировка сопротивления резистора R_3 не дает заметных изменений громкости тона модуляции, то лучше вернуть его в то положение, которое было найдено при настройке контура L_2C_2. Кроме того, надо проверить подавление амплитудной модуляции и при расстройке генератора стандартных сигналов на ± 50 *кгц* от номинальной промежуточной частоты, а также попытаться отрегулировать положение движка резистора R_3. Если минимумы громкости тона модуляции получаются при различных значениях сопротивления R_3, то лучше выбрать то, которое соответствует расстройке, так как амплитудная модуляция при расстройке создает большие помехи.

НАЛАЖИВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Как Вы помните, усилитель промежуточной частоты «отвечает» за важнейшие параметры приемника — избирательность по соседнему каналу и он же обеспечивает основное усиление принимаемого

сигнала, т. е. его работой определяется чувствительность приемника. Поэтому к налаживанию этого усилителя надо отнестись с особым вниманием.

Прежде всего усилитель проверяют на самовозбуждение. Для этого на выход усилителя низкой частоты приемника включают вольтметр переменного тока со шкалой 1—3 *в*, регулятор громкости устанавливают на максимум и наблюдают за положением стрелки. Если усилитель промежуточной частоты самовозбуждается, то стрелка колеблется при поднесении руки к схеме усилителя, замыкании управляющих сеток ламп на корпус и т. п. Колебания стрелки могут сопровождаться свистами меняющегося тона (при подключении антенны к управляющей сетке смесительной лампы преобразователя) или сильным шипением. Конечно, при такой проверке должна быть полная уверенность в нормальной работе усилителя низкой частоты. Чтобы убедиться, что самовозбуждается именно усилитель промежуточной частоты, надо отключить от него детектор — колебания стрелки при этом должны прекратиться.

Другим индикатором наличия самовозбуждения усилителя промежуточной частоты может служить миллиамперметр, включенный между сопротивлением анодной нагрузки одной из ламп этого усилителя и плюсом анодного питания. Миллиамперметр надо шунтировать на «землю» конденсатором емкостью 0,1 *мкф*, включив его между шасси и выводом миллиамперметра, присоединенным к сопротивлению нагрузки. Признаком самовозбуждения усилителя будет изменение показаний миллиамперметра при замыкании накоротко контура промежуточной частоты в цепи управляющей сетки лампы усилителя. Если усилитель многокаскадный, то эту операцию надо произвести последовательно в каждом каскаде. В транзисторном радиоприемнике индикатором наличия самовозбуждения усилителя промежуточной частоты может служить милливольтметр, подключенный параллельно выходу этого усилителя (рис. 75): при отсутствии самовозбуждения выходное напряжение усилителя будет в пределах 2—5 *мв*, а при наличии самовозбуждения — много большим и стрелка прибора может колебаться.

Паразитная генерация усилителя выражается в свистах при перестройке приемника, сильном шипении и т. п. В основном меры борьбы с самовозбуждением сводятся к такому изменению монтажа, при котором будут устранены паразитные связи между цепями. Для этого надо разнести подальше проводники различных цепей, в особенности анодной и сеточной, и сделать их минимальной длины. Фильтры промежуточной частоты должны быть заключены в хорошо «заземленные» экраны. Кроме того, надо попробовать увеличить емкости конденсаторов развязывающих фильтров, сменить лампу усилителя или транзисторы, поменять местами концы обмоток контуров промежуточной частоты, уменьшить напряжение на экранирующей сетке лампы усилителя. Наконец, можно попробовать несколько увеличить отрицательное смещение на управляющей сетке лампы. Однако это крайнее средство, так как хотя самовозбуждение при этом почти наверняка исчезнет, уменьшится и усиление по промежуточной частоте.

Выявить цепь, «виновную» в возникновении самовозбуждения, можно, прикоснувшись к этой цепи: при этом показания индикатора должны измениться. Кроме того, рекомендуется палочкой из изоляционного материала изменять положение проводников сеточных и анодных цепей, отодвигая их один от другого, и т. п., наблюдая

при этом за показаниями индикатора. Если показания изменяются, это служит признаком, что данная деталь или провод участвует в цепи паразитной связи, способствующей возникновению самовозбуждения.

В возникновении самовозбуждения может играть роль обратная связь через источник питания. Для устранения этой связи в анодную цепь УПЧ включают фильтр, состоящий из резистора 2—5 *ком* и конденсатора до 0,1 *мкф*. Если усилитель многокаскадный, то такие фильтры необходимо включать в анодные цепи всех каскадов. Если это не дает желаемого результата, то для устранения самовозбуждения в сеточную или анодную цепь лампы следует

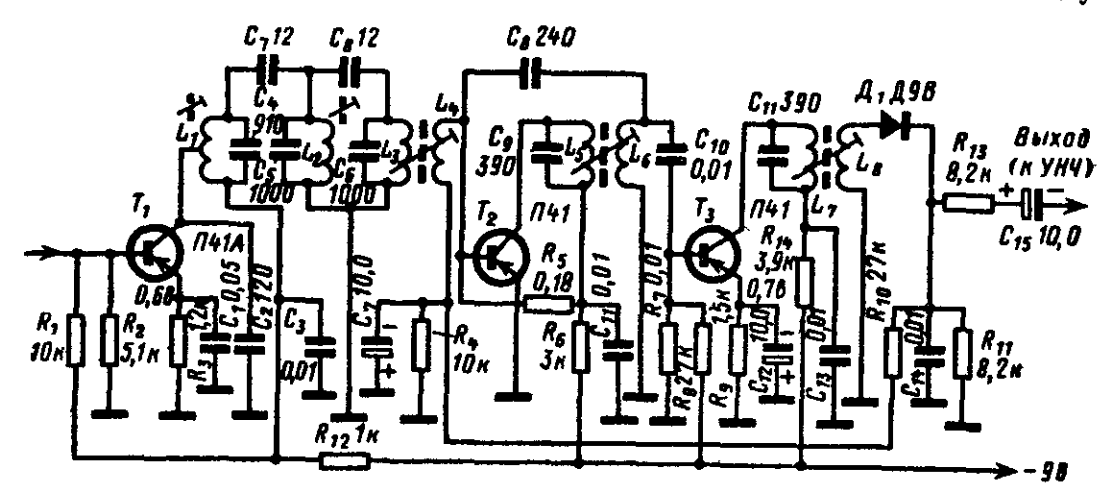


Рис. 75. Схема транзисторного усилителя промежуточной частоты.

включить антипаразитные резисторы сопротивлением 100—500 *ом* и 0,5—2,5 *ком* соответственно. Наконец, можно в цепь катода лампы включить резистор сопротивлением 20—70 *ом* и не шунтировать его емкостью. Возникающая при этом отрицательная обратная связь уменьшает усиление каскада и увеличивает устойчивость его работы.

Иногда самовозбуждение возникает только при максимальном усилении низкочастотного усилителя. Это говорит о недостаточности фильтрации напряжения промежуточной частоты в детекторе, т. е. напряжение этой частоты проходит в первый каскад низкочастотного усилителя. В этом случае на выходе детектора надо включить фильтр (рис. 76), а нагрузку первого каскада усилителя низкой частоты шунтировать на «землю» конденсатором емкостью 200—2 000 *пф*.

В некоторых случаях самовозбуждение возникает только при работе приемника на частотах, близких к промежуточной частоте: на высшей частоте длинноволнового и низшей частоте средневолнового диапазонов. Это означает, что частоты входных контуров или контуров усилителя высокой частоты близки к резонансной частоте контура в цепи преобразователя, в результате чего возникает положительная обратная связь через межэлектродную емкость преобразовательной лампы или емкость монтажа. Устранить такую связь трудно. Для этого приходится разносить на возможно большее расстояние детали входных контуров или контуров усилителя высокой частоты от контуров промежуточной частоты. Можно также рекомендовать включение в цепь управляющей сетки лампы или базы транзистора преобразователя фильтра-пробки, настроенного на про-

межуточную частоту. Но можно включить последовательный контур параллельно входу преобразователя частоты (рис. 77).

Когда усилитель работает без самовозбуждения, можно начинать его настройку. Перед началом настройки каскадов промежуточной частоты целесообразно прекратить работу гетеродина приемника. Для этого достаточно шунтировать контур гетеродина конденсатором большой емкости. Можно также настроить приемник на минимальную частоту длинноволнового диапазона — «подальше» от промежуточной частоты.

При амплитудной модуляции спектр сигнала радиостанции занимает полосу частот, равную $2F_в$, где $F_в$ — высшая частота моду-

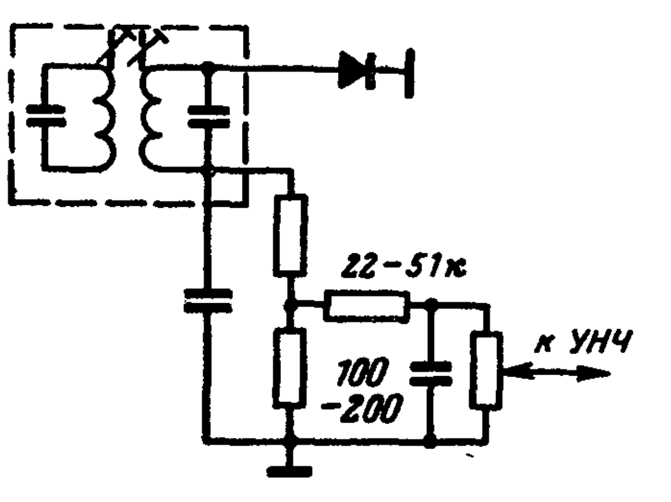


Рис. 76. Схема, позволяющая устранить проникновение напряжения промежуточной частоты в усилитель низкой частоты.

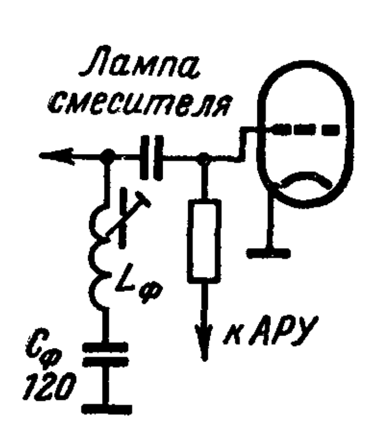


Рис. 77. Фильтр на частоту 465 *кгц*, включаемый в цепь управляющей сетки лампы смесителя.

ляции. Приемник должен принимать сигналы в пределах этой полосы частот, иначе высшие частоты модулирующего сигнала срезаются и передача искажается. Таким образом, полоса пропускания усилителя высокой частоты, полоса пропускания усилителя промежуточной частоты и полоса пропускания усилителя низкой частоты должны быть больше или равны ширине спектра частот принимаемого сигнала.

Однако от ширины полосы пропускания усилителя промежуточной частоты зависит избирательность приемника по соседнему каналу, причем чем у́же полоса пропускания, тем лучше избирательность. Таким образом, настройка усилителя промежуточной частоты заключается не только в настройке его контуров на промежуточную частоту, но также в получении необходимой полосы пропускания, что зависит от формы резонансной кривой этого усилителя.

Настройку усилителя начинают с последнего каскада. Выход генератора стандартных сигналов через конденсатор емкостью 200 *пф* подключают к управляющей сетке лампы последнего каскада. Если на выходе усилителя включен трансформатор промежуточной частоты, то контур в анодной цепи лампы шунтируют резистором сопротивления 30—50 *ком*, чтобы исключить его влияние.

Если связь между контурами трансформатора промежуточной частоты меньше критической, то общая резонансная кривая одно-

горбая и настройку можно вести по максимуму выходного напряжения. При связи между контурами больше критической резонансная кривая становится двугорбой с провалом на резонансной частоте; такой фильтр промежуточной частоты нельзя настраивать по максимуму выходного напряжения. В этом случае при настройке одного из контуров другой контур фильтра шунтируют резистором сопротивлением 30—50 *ком.* В результате резонансные свойства этого контура притупляются и двугорбая резонансная кривая превращается в одногорбую, что позволяет настраивать фильтр по максимуму выходного напряжения.

Вообще если величина связи заранее неизвестна, фильтры промежуточной частоты лучше настраивать с шунтированием контуров.

Настройку контура производят следующим образом. Генератор стандартных сигналов, подключенный, как было сказано выше, к управляющей сетке лампы или базе транзистора последнего каскада и работающий с внутренней модуляцией, настраивают на промежуточную частоту. Настройку контура ведут по максимуму тона модуляции генератора в громкоговорителе или отклонению стрелки вольтметра переменного тока на выходе усилителя низкой частоты (регулятор громкости при этом должен находиться в положении максимальной громкости). В качестве указателя настройки[1] может также служить вольтметр постоянного тока, включенный параллельно нагрузке детектора; в этом случае частота генератора стандартных сигналов может быть не модулирована.

Если полоса пропускания усилителя промежуточной частоты переменная, то настройку надо вести при узкой полосе. Автоматическую регулировку усиления (АРУ) следует отключить, так как она, притупляя настройку, затрудняет определение резонанса. Для этого замыкают на корпус конденсаторы в цепи АРУ, но если АРУ с задержкой, то этого можно не делать, а вести настройку при малом уровне сигнала, при котором действие АРУ еще не сказывается.

Фильтры промежуточной частоты обычно настраиваются высокочастотными магнитными сердечниками. Вращая сердечник катушки контура, следят за показаниями индикатора. Если, например, ввертывание сердечника вызывает уменьшение громкости, то надо вращать сердечник в другую сторону Правильная настройка контура будет в том случае, когда вращение сердечника в обе стороны от некоторого положения будет вызывать уменьшение показаний индикатора (или уменьшение громкости тона модуляции).

В процессе настройки можно столкнуться с таким явлением, когда громкость тона модуляции будет продолжать увеличиваться до полного вывертывания сердечника. Это означает, что велика индуктивность катушки. В этом случае надо уменьшить емкость конденсатора, но не более чем на 10—30 *пф*, так как от емкости этого конденсатора во многом зависит устойчивость работы усилителя. Поэтому если незначительное уменьшение емкости конденсатора не позволило настроить контур на промежуточную частоту, то надо снять некоторое количество витков катушки И, наоборот, если громкость тона модуляции продолжает увеличиваться до полного ввертывания сердечника, то надо либо увеличить емкость конденсатора, либо добавить витки в катушке.

При сильной расстройке контура или коротком замыкании витков в катушке уровень сигнала на выходе приемника не зависит от регулировки сердечника. В этом случае все контуры промежуточной частоты шунтируют резисторами 30—50 *ком*, оставляя незашунтированным только проверяемый контур, и, изменяя частоту генератора стандартных сигналов, находят по индикатору выхода резонансную частоту контура. Если она окажется выше промежуточной, то увеличивают число витков катушки, и наоборот. Если резонанс будет выражен очень слабо, то это свидетельствует о замыкании витков катушки, такую катушку надо обязательно заменить

[1] Не следует путать указатель настройки с электронным индикатором настройки приемника.

После настройки детекторный контур шунтируют резистором, отключают шунт от контура в цепи анода, и по максимальному показанию индикатора настраивают анодный контур на промежуточную частоту Затем таким же способом настраивают контуры остальных каскадов усилителя промежуточной частоты. Последним настраивают контур в анодной цепи лампы смесителя. При этом напряжение генератора стандартных сигналов через конденсатор емкостью 200 *пф* подают на управляющую сетку смесительной лампы.

Как уже говорилось, в современных радиовещательных и связных приемниках для обеспечения хорошей избирательности по соседнему каналу и заданной полосы пропускания применяют фильтры сосредоточенной селекции (ФСС). Форма вершин характеристик этих фильтров зависит от количества применяемых контуров (количество пиков на характеристике равно числу контуров).

Настройка фильтра должна производиться таким образом, чтобы частота среднего пика (при нечетном числе контуров) или средней впадины (при четном числе контуров) соответствовала определенной величине $f_н$, которая равна резонансной частоте первого контура при параллельном подключении к нему конденсатора связи. Частота $f_н$ может быть определена по формуле

$$f_н = f_1 f_2 \sqrt{\frac{2}{f_1^2 + f_2^2}}$$

(величины f_1 и f_2 указаны на рис 56).

Для настройки фильтра на вход каскада, в котором включен фильтр, подают сигнал с частотой $f_н$ от высокочастотного генератора. Параллельно первому контуру через конденсатор с емкостью, не превышающей 5% емкости контурного конденсатора, подключают ламповый вольтметр. Шунтирующие резисторы, если они имеются, отключают. Далее замыкают накоротко перемычкой второй контур и настраивают первый по максимуму показаний вольтметра. Затем замыкают накоротко третий контур, удаляют перемычку со второго и настраивают его по минимуму показаний вольтметра. После этого замыкают накоротко четвертый контур, удаляют перемычку с третьего и настраивают его по максимуму показаний вольтметра и т. д. Каждый нечетный контур настраивается по максимуму, а четный — по минумуму показаний вольтметра. При настройке последнего контура перемычкой не пользуются.

Итак, фильтры усилителя промежуточной частоты настроены. Теперь можно снять общую резонансную характеристику усилителя промежуточной частоты. Она позволит определить избирательность усилителя на частоте расстройки ±10 *кгц* номинальной промежуточной частоты, а значит, избирательность приемника по соседнему ка-

налу и полосу пропускания. АРУ приемника при снятии резонансной характеристики должна быть выключена.

Резонансную характеристику усилителя промежуточной частоты снимают следующим образом. Генератор стандартных сигналов подключают через конденсатор емкостью 100—200 *пф* ко входу смесителя и устанавливают на его шкале номинальную промежуточную частоту, на которую фильтры настраивались в процессе налаживания (по максимальным показаниям указателя настройки, включенного, как и ранее, на выходе приемника или нагрузке детектора). Когда это сделано, выходное напряжение генератора устанавливают такой величины, чтобы усилитель не перегружался. Определить, не перегружается ли усилитель, можно таким способом: надо попробовать увеличить выходное напряжение генератора. Если при этом стрелка указателя настройки отметит большее выходное напряжение, то усилитель не перегружен; если увеличение выходного напряжения генератора стандартных сигналов не вызовет увеличения показаний указателя настройки, это будет означать, что выходное напряжение генератора слишком велико и его надо уменьшить до такого значения, при котором стрелка указателя настройки будет реагировать на изменение этого напряжения.

Снятие резонансной характеристики усилителя начинают с того, что записывают показания указателя настройки при частоте генератора стандартных сигналов, равной номинальной промежуточной частоте. Затем изменяют его частоту на 1—2 *кгц* и записывают новые показания указателя настройки. После этого снова изменяют частоту на 1—2 *кгц* и вновь записывают показания указателя настройки. И так до тех пор, пока указатель настройки будет реагировать на изменение частоты генератора стандартных сигналов. При этом надо следить, чтобы выходное напряжение оставалось неизменным Обычно выходное напряжение определяют по вольтметру, имеющемуся на передней панели генератора стандартных сигналов, но если такого вольтметра нет (например, у самодельных генераторов), то с некоторой погрешностью можно принять, что при перестройке генератора в пределах 20—40 *кгц* его выходное напряжение остается неизменным.

Часто бывает трудно определить по шкале столь незначительную перестройку генератора (на 1—2 *кгц*), так как на частотах, близких к частоте 465 *кгц*, настройка его уже достаточно остра. У генераторов стандартных сигналов заводского изготовления (например, ГСС-6 *) для этой цели имеется специальный нониус. Для пользования нониусом надо предварительно определить цену его делений на данной частоте. Чтобы это сделать, в районе частоты 465 *кгц* выбирают на шкале генератора ближайшие градуированные частоты, например 460 и 480 *кгц*. На одну из этих частот устанавливают визир настройки и замечают, на каком делении находится нониус. Затем переводят визир на другую частоту и подсчитывают, на сколько делений повернулся нониус. Например, пусть при перестройке от частоты 460 до 480 *кгц* нониус повернулся на 30 делений. Следовательно, цена одного деления нониуса

$$\frac{480-460}{30}=\frac{20}{30}=0,666\ кгц.$$

* По новой системе обозначений измерительных приборов этот генератор имеет название Г4 1А

Таким образом, чтобы перестроить генератор на 2 *кгц*, надо повернуть нониус на 2 : 0,666=3 деления.

Вернемся к снятию резонансной характеристики усилителя промежуточной частоты. Когда снята правая часть резонансной характеристики (от частоты 465 *кгц* в сторону более высоких частот), генератор вновь настраивают на номинальную промежуточную частоту (стрелка указателя настройки при этом должна оказаться в прежнем положении) и начинают изменять его частоту через 1—2 *кгц* в сторону более низких частот, одновременно записывая показания указателя настройки.

По полученной таблице зависимости показаний указателя настройки от частоты генератора на миллиметровой бумаге строят резонансную характеристику усилителя. В зависимости от настройки контуров и связи между катушками характеристика может быть одногорбой или двугорбой. Величина связи в фильтрах определяется главным образом расстоянием между катушками: если это расстояние увеличить, то связь уменьшится, и наоборот. Изменяя расстояния между катушками, можно добиться требуемой формы частотной характеристики и нужной полосы пропускания. Однако на ширину полосы пропускания влияет также добротность контуров: чем выше добротность, тем уже полоса. Если необходимо расширить полосу и этого не удается достигнуть соответствующей расстройкой контуров, то надо снизить их добротность, шунтировав катушки индуктивности резисторами сопротивлением 30—100 *ком*.

После настройки усилителя и снятия резонансной характеристики надо обратить внимание на ее симметричность. Горбы на характеристике должны располагаться симметрично относительно номинальной (465 *кгц*) промежуточной частоты, а спады — иметь одинаковую крутизну. Асимметрия характеристики может возникнуть в результате неправильной настройки, неодинаковой добротности контуров, а также наличия паразитных обратных связей, вызывающих самовозбуждение усилителя. В последнем случае необходимо улучшить экранировку усилителя. Контуры усилителя промежуточной частоты должны быть экранированы. В некоторых случаях требуется экранировать лампы усилителя промежуточной частоты. Кроме того, желательно установить экраны между сеточными и анодными лепестками ламповых панелек. Иногда для повышения устойчивости приходится увеличивать емкости контура промежуточной частоты, начиная с 500—600 *пф* (при соответствующем уменьшении индуктивности катушки). В трансформаторах промежуточной частоты следует попробовать поменять местами выводы сеточной или анодной катушки. Надо улучшить развязки в цепях питания, т. е. увеличить емкость конденсаторов.

При подключении цепей АРУ резонансные свойства усилителя несколько притупляются, но симметрия характеристики должна сохраниться.

ПЕРЕЙДЕМ К ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЮ ЧАСТОТЫ И УСИЛИТЕЛЮ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Налаживание и настройка преобразователя и усилителя высокой частоты — наиболее ответственный и сложный этап. Ведь это прежде всего сопряжение настроек гетеродинных и входных контуров. Поэтому рекомендуют еще раз прочитать те главы книги, в которых

рассказывается о сопряжении, выбрать тип сопряжения, рассчитать частоты точного сопряжения $f_н$, $f_{ср}$ и $f_в$. И только после этого переходите к налаживанию и настройке преобразователя и усилителя высокой частоты

Налаживание преобразователя начинают с гетеродина. В ламповых радиоприемниках применяют схему гетеродина с индуктивной обратной связью (см. рис. 12) и трехточечную схему (рис. 13). Начнем с первой схемы. Прежде всего надо подобрать режим лампы преобразователя (или гетеродина, если он собран на отдельной лампе) и проверить наличие генерации. В качестве индикатора генерации используют миллиамперметр со шкалой 5—10 *ма,* включив его между сопротивлением анодной нагрузки гетеродина (R_2) и плюсом анодного напряжения. Если гетеродин генерирует, то прикасание металлической отвертки к управляющей сетке гетеродинной части лампы или конденсатору C_6 приведет к резкому изменению показаний миллиамперметра. При отсутствии генерации надо тщательно проверить правильность монтажа, убедиться в отсутствии обрывов и замыканий в катушках, проверить резисторы и заменить конденсаторы. Особое внимание надо обратить на включение катушки обратной связи: если катушки L_3 и L_4 намотаны в одну сторону, то к управляющей сетке лампы и аноду гетеродинной части лампы должны подключаться разные концы. Если схема гетеродина собрана правильно (лампа гетеродина заведомо исправна и режим ее нормальный), а генерации все же нет, надо несколько повысить напряжение на аноде гетеродина, т. е. уменьшить сопротивление резистора R_2. Если это не даст результата, надо увеличить обратную связь, приблизив катушку L_4 к L_3, или даже увеличить число витков катушки L_4. Однако это надо делать осторожно, так как сильная обратная связь приводит к увеличению гармоник гетеродина приемника и появлению дополнительных свистов и ложных настроек.

Когда генерация получена, проверяют ее устойчивость в пределах диапазонов. Для этого вращают конденсатор настройки и следят за показаниями миллиамперметра: они должны изменяться плавно и в небольших пределах, нигде не доходя до срыва — резкого изменения показаний. Если срывы существуют, их устраняют некоторым увеличением анодного напряжения гетеродина или очень незначительным увеличением обратной связи. При возникновении на высокочастотных концах диапазонов прерывистой генерации («капания») ее устраняют уменьшением сопротивления резистора R_1 или емкости конденсатора C_6. При слишком резком изменении показаний миллиамперметра надо уменьшить обратную связь, а также сопротивление резистора R_1 и подобрать значение емкости конденсатора C_6.

В гетеродине может возникнуть и паразитная генерация, т. е. колебания на частоте, отличной от основной частоты гетеродина. Признаком такой генерации являются резкие изменения показаний миллиамперметра на небольшом участке диапазона. Чтобы устранить такую генерацию, включают в цепь управляющей сетки лампы гетеродина небольшое проволочное сопротивление, причем подбирают наименьшую его величину, необходимую для срыва паразитной генерации. Во всяком случае величина его не должна быть больше 500—600 *ом,* иначе амплитуда колебаний гетеродина сильно уменьшится. Если потребуется большее сопротивление, то лучше взять другой экземпляр лампы или перемонтировать блок преобразователя.

В трехточечной схеме гетеродина (см. рис. 13) для получения устойчивой генерации требуется очень тщательный подбор числа витков отвода катушки контура — величины обратной связи. Ориентировочно это число должно составлять 8—10% числа витков, считая от заземленного конца катушки. Окончательно подбирать число витков отвода надо после полной настройки приемника — до получения наибольшего сигнала на выходе приемника.

Проверить исправность гетеродина в транзисторном приемнике сложнее, чем в ламповом, так как амплитуда колебаний транзисторного гетеродина очень невелика. Измерить напряжение генерации можно ламповым милливольтметром на эмиттере транзистора смесительного каскада. Напряжение гетеродина, подаваемое на смеситель в транзисторном радиоприемнике, лежит обычно в пределах 0,05—0,2 *в.* Измерить высокочастотное напряжение такой величины можно широкополосным милливольтметром. Если в распоряжении радиолюбителя широкополосного милливольтметра нет, можно убедиться в наличии генерации с помощью миллиамперметра. Миллиамперметр, установленный на предел измерений 3—5 *ма,* нужно включить в цепь питания коллектора транзистора между общей шиной коллекторного питания и развязывающей *RC*-цепочкой. Включать миллиамперметр между коллектором транзистора и колебательным контуром нельзя, так как это может вызвать срыв генерации. Если при закорачивании контурной катушки гетеродина изменяются показания миллиамперметра, это свидетельствует о наличии генерации. Можно попытаться принять сигнал гетеродина на радиовещательный приемник (судить о приеме немодулированных колебаний гетеродина можно по оптическому индикатору настройки). Если гетеродин не генерирует, надо перепробовать все те меры, которые рекомендовались для лампового гетеродина (перемена местами концов катушки обратной связи, увеличение числа витков этой катушки и пр.). Заметим, что если гетеродин работает нормально, то его сигнал, принятый на радиовещательный приемник, не должен иметь паразитной модуляции: при расстройке вспомогательного приемника в обе стороны от частоты гетеродина не должны прослушиваться свисты и дополнительные сигналы.

Следует обратить особое внимание на подбор режима транзисторов, работающих в преобразователе частоты.

Налаживание преобразователей частоты, работающих с отдельным гетеродином, обычно не вызывает особых затруднений. Но надо иметь в виду, что одним из условий нормальной работы гетеродина является степень его нагрузки преобразовательным каскадом, которая регулируется подбором числа витков катушки связи преобразователя частоты с контуром гетеродина и подбором режимов преобразовательного и гетеродинного транзисторов по постоянному току. Например, токи транзисторов T_1 и T_2 (см. рис. 14) подбирают так: 0,5—1 *ма* для транзистора T_2 — по наличию устойчивых колебаний во всех диапазонах и 0,3—0,7 *ма* для транзистора T_1 — по отсутствию генерации на частотах, близких к промежуточной, и максимальному усилению в режиме преобразования.

Несколько сложнее налаживание преобразователей, работающих на одном транзисторе (рис. 78). При отсутствии генерации на высокочастотном конце какого-либо из диапазонов следует несколько увеличить число витков катушки обратной связи с контуром гетеродина в цепи базы транзистора T_1 (рис. 78, *а*) и цепи коллектора (рис. 78, *б*). В случае возникновения генерации на частотах, близких к промежуточной, надо постепенно уменьшать ток коллектора тран-

зистора преобразовательного каскада до исчезновения самовозбуждения. При прерывистой генерации на низкочастотном конце какого-либо диапазона следует уменьшить число витков катушки обратной связи с контуром гетеродина. Если указанные меры окажутся недостаточными, можно последовательно с катушкой связи включить в цепь эмиттера резистор сопротивлением 20—50 *ом*. Заметим также, что надо правильно включить катушку связи с входным контуром: при намотке катушки связи в одном направлении с катушкой

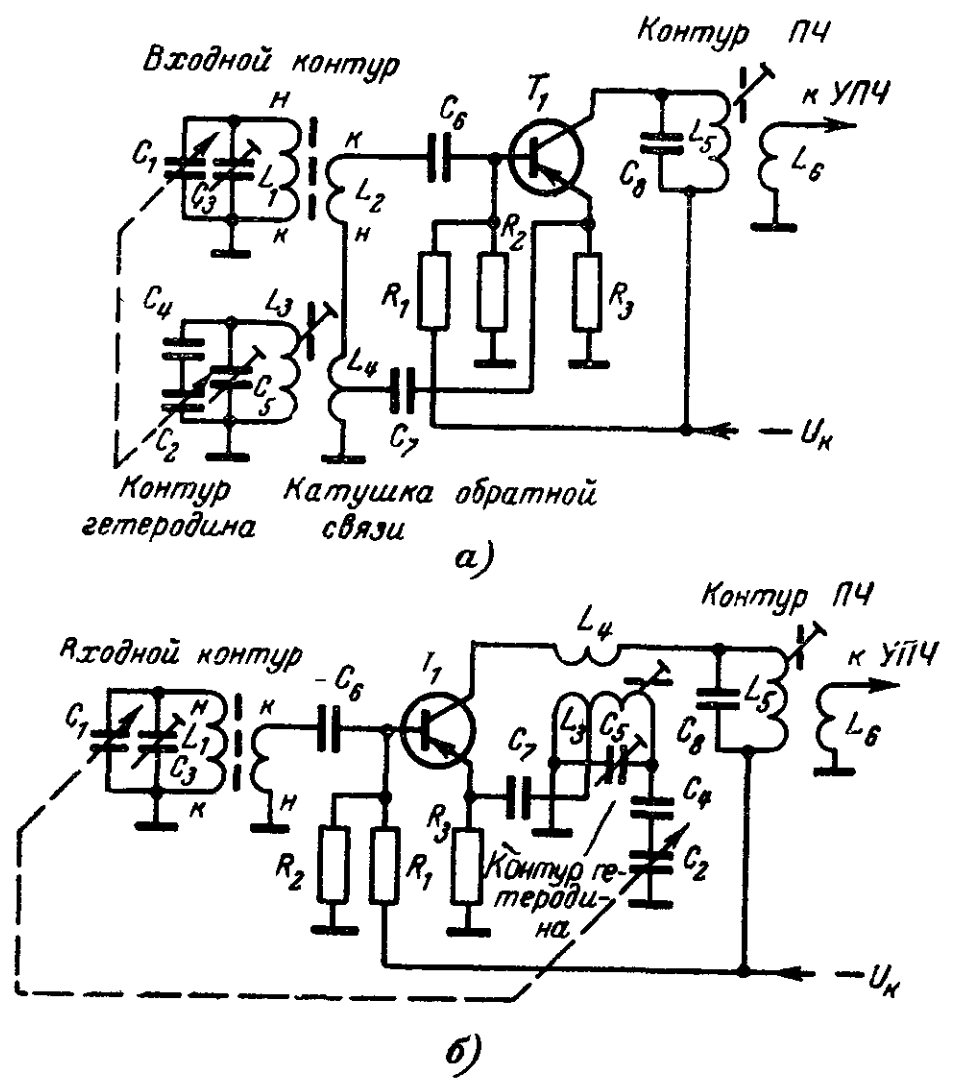


Рис. 78. Схемы преобразователя на одном транзисторе.
а — катушка обратной связи в цепи базы; *б* — катушка обратной связи в цепи коллектора.

входного контура они должны быть включены так, как указано в схеме на рис. 78.

Низкое качество фильтра в цепи питания преобразователя частоты может вызвать самовозбуждение приемника из-за паразитной связи через источник питания между гетеродином и усилителем низкой частоты. Такая паразитная связь часто возникает в транзисторных приемниках при использовании батарей с повышенным внутренним сопротивлением.

В ламповых и транзисторных приемниках возможно самовозбуждение за счет акустической связи между громкоговорителем и

радиодеталями преобразовательного каскада. Акустическую паразитную связь часто называют микрофонным эффектом. Микрофонному эффекту подвержены радиолампы, блок конденсаторов переменной емкости и недостаточно жесткий монтаж деталей в цепях гетеродина. Во многих промышленных приемниках для устранения микрофонного эффекта блок конденсаторов переменной емкости крепится к шасси с помощью эластичных резиновых втулок. Громкоговоритель крепится не на шасси, а на отражательной доске в ящике приемника на фетровых или резиновых прокладках. При очень малой громкости звучания микрофонный эффект, как правило, не проявляется.

Для устранения паразитной связи через источник питания необходимо заменить батареи. Если это не дает желаемого результата, то приходится увеличить емкость фильтра в цепи питания.

Все монтажные соединения в преобразовательном каскаде, особенно в цепях эмиттера и базы транзистора, должны быть как можно более короткими.

Когда гетеродин налажен, т. е. получена устойчивая генерация на всех диапазонах, переходят к налаживанию смесительной части преобразователя частоты. Практически налаживание смесителя после установления заданного режима работы ламп сводится к проверке монтажа и устранению изредка возникающей паразитной генерации, причем методы борьбы с ней те же, что и в усилителях промежуточной частоты. Заметим, что иногда паразитная генерация в начале средневолнового или конце длинноволнового диапазонов вызывается тем, что входные контуры этих диапазонов из-за неправильной настройки оказываются настроенными слишком близко к промежуточной частоте.

Перейдем теперь к настройке контуров гетеродина. Практически используются два метода сопряжения: метод трех частот и метод двух частот.

При настройке по методу трех частот за основу берутся частоты точного сопряжения $f_н$, $f_{ср}$ и $f_в$. Параметры контура гетеродина (емкости $C_{пар}$, $C_{пос}$ и индуктивность гетеродинного контура $L_г$) подбирают методом последовательного приближения. Такой метод получения сопряжения удобен тем, что он не требует предварительного точного знания и измерения параметров гетеродинного контура. Однако при этом необходима предварительная точная настройка входных высокочастотных контуров.

При использовании второго метода сопряжения принимаются за основу емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ и две частоты точного сопряжения: $f_в$ и $f_н$. При этом методе последовательным приближением подбирают емкость конденсатора $C_{пар}$ и индуктивность контура $L_г$. Сопряжение на частоте $f_{ср}$ при этом получается «автоматически». При таком методе сопряжения не требуется предварительная настройка входных контуров, ибо настройка их может быть осуществлена после настройки гетеродинного контура и даже при приеме радиостанций, но необходимо точное знание емкости сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, причем разброс емкостей этого конденсатора, установленного в схему гетеродина, не должен превышать $\pm(3\div5)\,\%$ иначе сопряжение на частоте $f_{ср}$ не получится. Поэтому сопряжение по методу двух частот можно рекомендовать только при настройке заводского приемника или приемника, собранного по хорошо разработанной и проверенной конструкции. Следует помнить, что выбор емкостей сопрягающих конденсаторов зависит

от схемы включения их в контур гетеродина, значения промежуточной частоты, границ диапазона, типа сопряжения, данных конденсаторов настройки, емкости монтажа, собственной емкости катушек и входной емкости лампы гетеродина. Если хоть один из этих па-

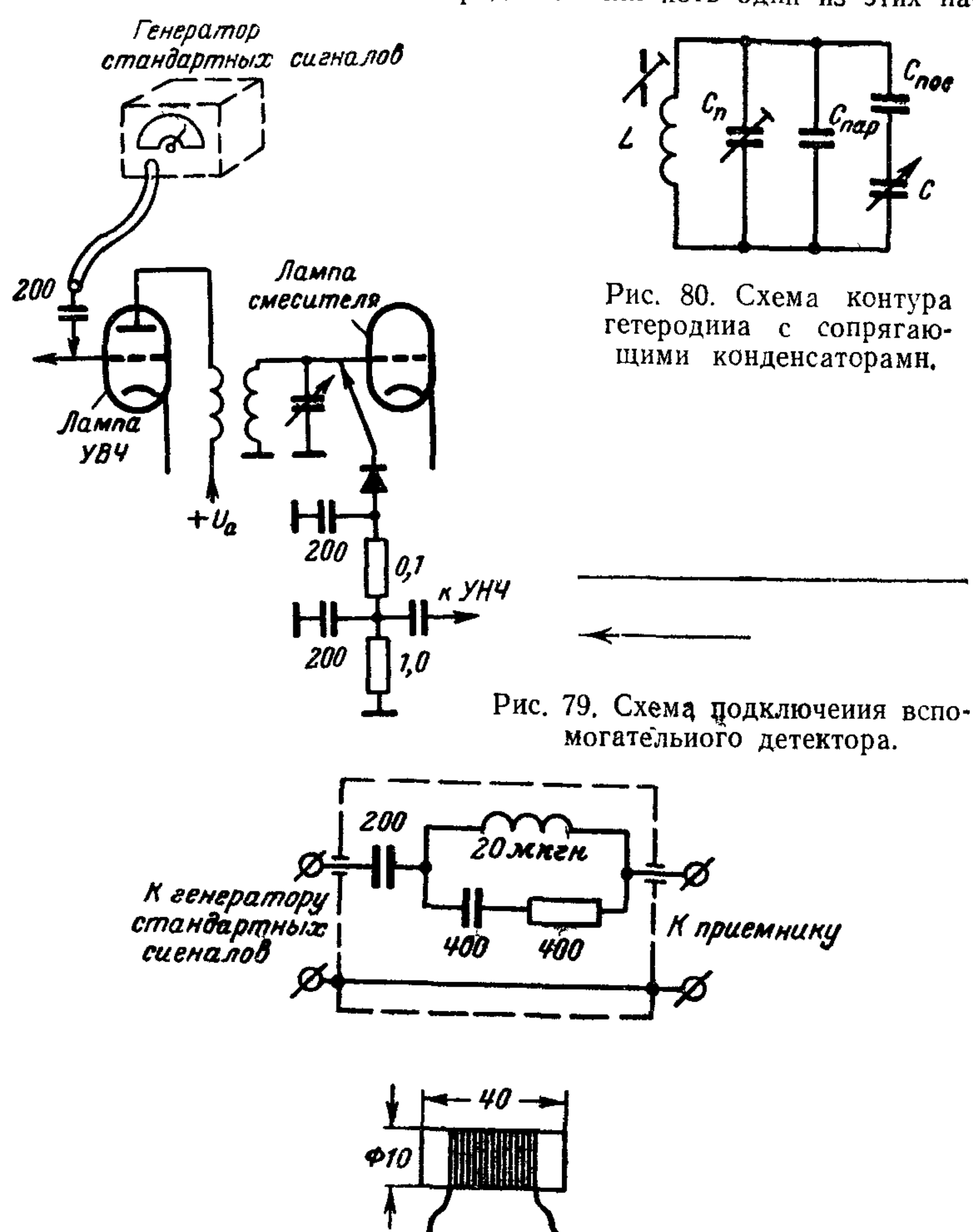


Рис. 80. Схема контура гетеродина с сопрягающими конденсаторами.

Рис. 79. Схема подключения вспомогательного детектора.

Рис. 81. Эквивалент антенны (катушка содержит 60 витков провода ПЭЛ 0,25).

раметров изменился или в повторяемой конструкции сделаны отступления от описания или монтажной схемы образца, то рекомендуемая емкость конденсатора $C_{пос}$ уже должна быть другой и, следовательно, нельзя применять сопряжение по методу двух частот, а надо настроить преобразователь по методу трех частот.

Метод трех частот. Сопрягающий конденсатор $C_{пар}$ оказывает наибольшее влияние на высокочастотном конце диапазона, поэтому с его помощью настраивают приемник на этом конце диапазона. При помощи конденсатора $C_{пос}$ настраивают приемник на низкочастотном конце диапазона. Наконец, изменяя индуктивность гетеродинного контура при помощи подстроечного сердечника, добиваются точного сопряжения в середине диапазона.

Так как параметры всех трех элементов подстройки гетеродинного контура неизвестны, то необходимо вначале «уложить» в диапазон высокочастотные контуры, настраиваемые на частоту принимаемого сигнала.

Настройку начинают с высокочастотных контуров в цепи сетки смесительной лампы преобразователя (контур L_2C_2 в схеме на рис. 12). В качестве указателя настройки можно использовать высокочастотный ламповый вольтметр, присоединив его к аноду лампы смесителя. Если такой прибор у радиолюбителя отсутствует, можно к цепи управляющей сетки лампы смесителя подключить полупроводниковый детектор, соединив его со входом усилителя низкой частоты настраиваемого приемника (рис. 79). Заметим, что такой детектор вносит в высокочастотный контур дополнительную емкость 5—15 *пф*. Поэтому настройку высокочастотного контура после отключения детектора придется корректировать.

Если в приемнике нет усилителя высокой частоты, то генератор стандартных сигналов через эквивалент антенны (см. рис. 81) подключают непосредственно ко входу приемника при наличии усилителя высокой частоты — через емкость 200—500 *пф* к управляющей сетке лампы последнего каскада этого усилителя.

Вначале блок конденсаторов настройки устанавливают в положение максимальной емкости. Частота генератора при этом должна соответствовать минимальной частоте диапазона $f_{мин}$. Подстроечным сердечником настраивают по указателю настройки на эту частоту контур в цепи управляющей сетки смесительной лампы (в дальнейшем этот контур будем называть высокочастотным). После этого блок конденсаторов настройки переводят в положение минимальной емкости, а частоту генератора устанавливают равной максимальной частоте диапазона $f_{макс}$. Подстроечным конденсатором настраивают высокочастотный контур на эту частоту.

Настройку высокочастотного контура на крайние частоты диапазона повторяют несколько раз. Затем таким же способом настраивают высокочастотные контуры остальных диапазонов приемника.

По формулам сопряжения рассчитывают частоты точного сопряжения $f_в$, $f_{ср}$ и $f_н$, а затем переходят к настройке контуров гетеродина. Если емкости сопрягающих конденсаторов приблизительно известны[1], то эти конденсаторы следует поставить в контур гетеро-

[1] Ориентировочно емкость сопрягающих конденсаторов для различных типов сопряжения можно определить по табл 12 Однако надо помнить, что в этой таблице емкости сопрягающих конденсаторов указаны для стандартных радиовещательных диапазонов промежуточной частоты 465 *кгц* и стандартного блока конденсаторов переменной емкости (15—500 *пф*) Кроме того, табл. 12 предполагает схему включения конденсаторов, показанную на рис. 80 Емкость подстроечного конденсатора, включенного параллельно $C_{пар}$, изменяется в пределах 5—25 *пф*

Более точно емкость сопрягающих конденсаторов $C_{пос}$ и $C_{пар}$, необходимые для сопряжения типа Б, можно рассчитать по номограммам, приведенным в «Справочнике радиолюбителя» под общей редакцией А. А. Куликовско-

диапазона; тогда процесс настройки гетеродинного контура несколько упрощается. Если емкости сопрягающих конденсаторов неизвестны, то настройку контура гетеродина начинают без этих конденсаторов.

Вначале контур гетеродина настраивают на среднюю частоту диапазона. Для этого на генераторе стандартных сигналов устанавливают частоту точного сопряжения $f_{ср}$ и, вращая ручку настройки приемника, по индикатору, подключенному к аноду смесительной лампы, настраивают высокочастотный контур на эту частоту. Затем указатель настройки подключают к нагрузке детектора приемника (или к выходу усилителя низкой частоты приемника) и, вращая подстроечный сердечник катушки гетеродинного контура, настраивают этот контур по максимальным показаниям указателя настройки. Иными словами, добиваются настройки гетеродинного контура на частоту $f_г = f_{ср} + f_п$.

Настройку радиочастотного контура на низкочастотном конце диапазона производят аналогичным способом. Настройку же гетеродинного контура на этом конце диапазона осуществляют подбором сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ до получения максимального показания индикатора выхода. Так же поступают и при настройке высокочастотного контура на высокочастотном конце диапазона, а настройку гетеродинного контура производят подбором емкости конденсатора $C_{пар}$, причем подстроечный конденсатор гетеродинного контура должен находиться в среднем положении.

Таким методом уже при первой настройке будет найдена приблизительно нужная емкость сопрягающих конденсаторов и индуктивность катушки гетеродинного контура. Уточняют настройку этих элементов в том же порядке: сначала на частоте $f_{ср}$ подстраивают индуктивность катушки, затем на частоте $f_н$ подбирают емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, а на частоте $f_в$ — емкость конденсатора $C_{пар}$ (подстроечным конденсатором). Настройку уточняют несколько раз, пока не перестанут изменяться емкость сопрягающих конденсаторов и индуктивность катушки. Чем ближе первоначальная емкость сопрягающих конденсаторов к необходимой, тем скорее будет закончен процесс уточнения настройки.

Когда сопряжение настройки гетеродинного контура с контуром в цепи сетки смесительной лампы получено, приступают к настрой-

Таблица 12

Диапазон	Емкость сопрягающего конденсатора $C_{пар}$, *пф*, при сопряжении типа			Емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, *пф*, при сопряжении типа		
	Б	В	Г	Б	В	Г
ДВ	40	35	68	200	260	240
СВ	15	10	20	500	600	560
КВ	—	—	—	4 000	4 500	4 300

го (Госэнергоиздат, 1955). Емкость сопрягающих конденсаторов, необходимую для сопряжения типа Г, также можно рассчитать по номограммам и формулам, имеющимся в «Справочнике радиолюбителя» под общей редакцией А. А. Куликовского (Госэнергоиздат, 1958). Емкость сопрягающих конденсаторов для сопряжения типа В можно рассчитать по номограммам, приведенным в книге Н. В. Боброва «Радиоприемные устройства» (Госэнергоиздат, 1958)

ке остальных высокочастотных контуров данного диапазона: входного контура и контуров усилителя высокой частоты. Для этого генератор стандартных сигналов через эквивалент антенны подключают ко входу приемника. На шкале генератора устанавливают частоту точного сопряжения в низкочастотном конце диапазона. Приемник настраивают на эту частоту ручкой. Затем подстроечным сердечником настраивают на нее входной контур и другие не настроенные ранее высокочастотные контуры данного диапазона. Далее генератор стандартных сигналов и приемник перестраивают на частоту точного напряжения на высокочастотном конце диапазона и настраивают на нее контуры подстроечным конденсатором. Настройку контуров на концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанут изменяться положения сердечников и подстроечных конденсаторов.

При многокаскадном усилителе высокой частоты и очень расстроенных высокочастотных контурах настройку удобнее производить, подавая сигнал от высокочастотного генератора последовательно на управляющие сетки ламп усилителя, начиная с лампы последнего каскада и заканчивая входным контуром.

Перейдем теперь к сопряжению по **методу двух частот**. При этом методе, как уже говорилось, за основу берется частота точного сопряжения $f_в$ и по ней подбираются емкость сопрягающего конденсатора $C_{пар}$, а также частота точного сопряжения $f_н$, на которую гетеродинный контур настраивают подстроечным сердечником катушки индуктивности. Если емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ выбрана правильно, то в середине диапазона сопряжение получается «автоматически». Возможны два варианта сопряжения по методу двух частот.

Первый применяется, когда известны положения частот точного сопряжения $f_н$ и $f_в$ на шкале приемника. Это может быть при настройке приемников заводского изготовления, на шкале которых отмечены положения частот точного сопряжения, а также при подстройке приемников, ранее настроенных по методу трех частот. Наконец, этот же метод может применяться при сопряжении типа *В*, так как положения частот точного сопряжения в этом случае совпадают с граничными частотами диапазона $f_{мин}$ и $f_{макс}$. При настройке по этому варианту сначала производят сопряжение на низкочастотном конце диапазона. Для этого на вход смесителя от генератора подают сигнал на частоте точного сопряжения на низкочастотном конце диапазона. Указатель шкалы приемника устанавливают на соответствующую риску, отмечающую частоту точного сопряжения, и регулировкой положения подстроечного сердечника катушки гетеродинного контура добиваются максимальных показаний указателя настройки. Затем генератор стандартных сигналов подключают ко входу приемника и подстроечными сердечниками по максимальному показанию указателя настройки подстраивают высокочастотные контуры, уменьшая по мере надобности напряжение на выходе генератора.

Теперь переходим к сопряжению на высокочастотном конце диапазона. Указатель шкалы приемника совмещают с соответствующей риской, указывающей частоту точного сопряжения $f_в$, генератор подключают ко входу смесителя и настраивают его также на частоту $f_в$ Затем регулировкой подстроечного конденсатора гетеродинного контура добиваются максимальных показаний на выходе приемника.

После этого генератор стандартных сигналов подключают ко

входу приемника и подстроечными конденсаторами по индикатору выхода настраивают высокочастотные контуры.

Настройку контуров на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанут изменяться положения подстроечных конденсаторов и сердечников, причем настройку ведут со входа приемника, т. е. для настройки гетеродинных контуров генератор оставляют включенным на входе приемника.

Если положения частот точного сопряжения на шкале приемника неизвестны, то настройку ведут в несколько иной последовательности. Начинают с установки границ диапазона. Для этого на вход смесителя от генератора стандартных сигналов подают сигнал на минимальной частоте диапазона. Конденсаторы блока настройки приемника устанавливают в положение максимальной емкости и регулировкой положения сердечника катушки гетеродинного контура добиваются максимальных показаний индикатора настройки на выходе приемника. Затем конденсаторы блока настройки переводят в положение минимальной емкости, а генератор перестраивают на максимальную частоту диапазона и настраивают гетеродинный контур регулировкой подстроечного конденсатора по максимальным показаниям индикатора выхода.

Настройку гетеродинного контура на крайние частоты диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечного конденсатора и сердечника гетеродинного контура.

Когда диапазон гетеродинного контура «уложен», можно переходить к сопряжению его с настройкой высокочастотных контуров. Всю операцию сопряжения производят так же, как при настройке по первому варианту метода двух частот, только вначале устанавливают частоту точного сопряжения на генераторе стандартных сигналов и на эту частоту приемник настраивают по максимальным показаниям индикатора выхода. Вначале добиваются сопряжения на низкочастотном конце диапазона, а затем на высокочастотном.

После настройки контуров по методу двух частот надо проверить качество сопряжения, т. е. убедиться, что третья точка точного сопряжения (в середине диапазона) получилась на нужной частоте и в нужном месте шкалы приемника. Для такой проверки на вход приемника от генератора стандартных сигналов подают сигнал с частотой точного сопряжения $f_{\text{ср}}$. Затем на эту частоту настраивают приемник по максимальным показаниям указателя настройки. Далее надо выяснить, настроены ли входные контуры на эту частоту или имеется расстройка входных контуров относительно частоты точного сопряжения (и как следствие потеря чувствительности приемника). Чтобы определить расстройку, к катушке высокочастотного контура поочередно подносят медный и ферритовый стержни (медный стержень уменьшает индуктивность катушки, а ферритовый увеличивает). Если громкость сигнала или отклонения индикатора выхода в обоих случаях уменьшаются, то на данной частоте имеется точное сопряжение.

Если же при поднесении, например, ферритового стержня показания индикатора выхода приемника увеличились, то это означает, что разность $f_{\text{г}}-f_{\text{вх}}$ (см. рис. 21) приблизилась к промежуточной частоте. Но при поднесении ферритового стержня частота катушки уменьшается, а разность $f_{\text{г}}-f_{\text{вх}}$ увеличивается. Следовательно, кривая сопряжения располагается в данной точке шкалы ниже линии промежуточной частоты и частота точного сопряжения расположена от этой точки ближе к высокочастотному концу диапазона. И, наоборот, если показания индикатора выхода увеличиваются при поднесении к входному контуру медного стержня, то частота точного сопряжения расположена от данной точки шкалы ближе к низкочастотному концу диапазона.

Наконец, если при проверке сопряжения в середине диапазона окажется, что на одной частоте показания индикатора выхода увеличиваются при поднесении к высокочастотному контуру медного стержня, а на другой частоте — ферритового, то частота точного сопряжения находится между этими частотами.

Отклонение частоты точного сопряжения от расчетной означает, что при сопряжении была допущена ошибка: неправильно выбрана емкость сопрягающего конденсатора $C_{\text{пос}}$ или неправильно выбраны частоты точного сопряжения.

О том, как надо изменять емкость сопрягающего конденсатора $C_{\text{пос}}$, можно судить по тому, в какую сторону сдвинута частота точного сопряжения от расчетной. Если при проверке сопряжения в середине диапазона окажется, что точка точного сопряжения сдвинута к низкочастотному концу диапазона, то емкость конденсатора $C_{\text{пос}}$ надо уменьшить. Если же частота точного сопряжения окажется сдвинутой к высокочастотному концу диапазона, то емкость этого конденсатора надо увеличить.

Однако прежде чем изменять емкость сопрягающего конденсатора, надо убедиться, что правильно выбраны частоты точного сопряжения, т. е. правильно выбран тип сопряжения. Для этого надо снять кривую сопряжения. Кстати, снятие и анализ этой кривой являются заключительным этапом при настройке приемника и по трем частотам.

Снимают кривую сопряжения следующим образом. Находят отклонения кривой сопряжения от промежуточной частоты для 15—20 точек данного диапазона (например, через каждые 10° шкалы приемника) и строят по этим точкам кривую сопряжения. По горизонтальной оси откладывают градусы шкалы и соответствующие им частоты, а по вертикальной оси — разности между настройкой приемника (т. е. частотой, определяемой настройкой гетеродинных контуров) и настройкой высокочастотных контуров для данных точек шкалы. Делается это так. Генератор стандартных сигналов включают на вход приемника через эквивалент антенны Вращая ручку настройки приемника, устанавливают указатель шкалы на определенное деление и настраивают генератор на эту частоту по максимальному отклонению стрелки индикатора выхода приемника. Затем по шкале генератора определяют частоту $f_{\text{с}}$, на которую настроен приемник, и отмечают ее на горизонтальной оси графика против соответствующего градуса шкалы приемника.

После этого усилитель низкой частоты через вспомогательный детектор (см. стр. 130) подключают к сеточной цепи смесительной лампы или в анодную цепь этой лампы включают высокочастотный индикатор (ламповый вольтметр). Изменяя частоту генератора, по индикатору находят резонансную частоту высокочастотных контуров $f_{\text{вх}}$ для данной точки шкалы (не изменяя настройки приемника). Разность между найденными частотами $f_{\text{с}}-f_{\text{вх}}$ откладывают в зависимости от ее знака вверх или вниз от линии промежуточной частоты. Полученные точки соединяют плавной кривой. Заметим, что разность $f_{\text{с}}-f_{\text{вх}}$ невелика, поэтому ее надо отсчитывать по нониусу

ручки настройки генератора стандартных сигналов, предварительно определив цену его делений при данной настройке.

Далее на этот же график наносят границы допустимой погрешности сопряжения. Для этого через каждые 25—30° шкалы приемника определяют полосу пропускания высокочастотных контуров на уровне 0,7. Определить эту полосу можно следующим образом. Генератор стандартных сигналов настраивают на резонансную частоту входных контуров по индикатору в анодной цепи смесительной лампы; увеличивают выходное напряжение его в 2 раза и изменяют частоту (сначала в одну, а потом в другую сторону) таким образом, чтобы показания указателя настройки приемника уменьшились до прежнего уровня. Разность между полученной и резонансной частотами высокочастотных контуров при расстройке генератора стандартных сигналов в одну сторону от резонансной частоты входных контуров плюс разность между полученной частотой и резонансной частотой высокочастотных контуров при расстройке генератора в другую сторону равны полосе пропускания высокочастотных контуров. При амплитудной модуляции полоса частот составляет 10 *кгц*, поэтому, отложив на графике от промежуточной частоты величины допустимых погрешностей для измеренных точек шкалы приемника соответственно вверх $\Delta f_д = f_{ГСС} - f_{вх} - 5$ *кгц* (при расстройке генератора стандартных сигналов (ГСС) выше резонансной частоты высокочастотных контуров) и вниз $\Delta f_д = f_{вх} - f_{ГСС} - 5$ *кгц* (при расстройке генератора стандартных сигналов ниже резонансной частоты высокочастотных контуров) и соединив полученные точки плавной кривой, получим границы допустимых погрешностей сопряжения.

Если кривая сопряжения не выходит за пределы допустимых погрешностей, то сопряжение хорошее. При плохом сопряжении возможны следующие случаи.

Если на одном конце диапазона погрешность сопряжения выходит за допустимые границы, а погрешность в середине диапазона не доходит до них, то частоту точного сопряжения на данном конце диапазона ($f_н$ или $f_в$) следует изменить, передвинув ближе к концу диапазона.

Наоборот, если погрешность в середине диапазона выходит за допустимые границы, а на концах диапазона не доходит до них, то частоты точного сопряжения на концах диапазона надо передвинуть дальше от концов, т. е. ближе к середине диапазона.

Может случиться, что погрешность на конце и в середине одной половины диапазона выходит за допустимые границы, а на другой половине не доходит до них. В этом случае частоту точного сопряжения в середине диапазона следует передвинуть ближе к той части, на которой погрешность выходит за допустимые границы.

Наконец, если погрешности сопряжения на обеих частях диапазона выходят за допустимые границы, то необходимо расширить полосу пропускания высокочастотных контуров. Для этого надо уменьшить их добротность путем шунтирования резисторами сопротивлением 20—100 *ком*.

Но заметим, что передвинуть частоты точного сопряжения — это значит изменить тип сопряжения. Таким образом, анализируя ход кривой сопряжения, можно судить о том, правильно ли выбран тип сопряжения, и вносить соответствующие коррективы.

Итак, мы рассмотрели различные методы настройки контуров при сопряжении на трех частотах. Однако получить точное сопряжение в трех точках диапазона не всегда обязательно. На полурастянутых диапазонах часто применяют сопряжение в двух точках при помощи только одного сопрягающего конденсатора $C_{пар}$. Дело в том, что полоса пропускания высокочастотных контуров на коротковолновом диапазоне достаточно широка, и хотя при сопряжении в двух точках отклонения кривой сопряжения от промежуточной частоты больше, чем при сопряжении в трех точках, результаты получаются удовлетворительными.

При этом за основу берутся частоты точного сопряжения, рассчитанные по формуле на стр. 39. Емкость сопрягаемого конденсатора $C_{пар}$ и индуктивность гетеродинного контура L подбирают при настройке.

Методика сопряжения такая же, как при сопряжении по методу двух частот. Рассмотрим сначала случай, когда известны положения частот точного сопряжения на шкале приемника. Вначале указатель шкалы приемника совмещают с риской на шкале, соответствующей частоте $f_н$. На вход приемника подают от генератора сигнал той же частоты и настраивают гетеродинный контур подстроечным сердечником по максимальному показанию индикатора выхода приемника. Затем подстроечным сердечником на эту же частоту настраивают входной контур. Далее указатель шкалы приемника переводят на отметку частоты точного сопряжения на высокочастотном конце диапазона $f_в$. На вход приемника подают сигнал той же частоты и по максимальному показанию индикатора выхода приемника настраивают гетеродинный контур подстроечным конденсатором. После этого подстроечным конденсатором настраивают по индикатору выхода высокочастотный контур. Сопряжение контура на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанут изменяться положения подстроечных конденсаторов и сердечников.

Если положения частот точного сопряжения неизвестны на шкале приемника, то вначале надо установить границы диапазона. Для этого на вход приемника подают сигнал на минимальной частоте диапазона $f_{мин}$; конденсаторы блока настройки устанавливают в положение максимальной емкости и настраивают гетеродинный контур подстроечным сердечником по максимальному показанию индикатора выхода приемника. Затем таким же способом настраивают гетеродинный контур на максимальную частоту диапазона, но уже при помощи подстроечного конденсатора. Настройку на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз.

Теперь на вход приемника от генератора стандартных сигналов подают сигнал на частоте точного сопряжения на низкочастотном конце диапазона и настраивают на эту частоту приемник ручкой блока конденсаторов переменной емкости. Затем подстроечным сердечником подстраивают на эту частоту высокочастотный контур по максимальным показаниям указателя настройки приемника. После этого перестраивают генератор на частоту точного сопряжения на высокочастотном конце диапазона, настраивают на эту частоту приемник и подстраивают входной контур подстроечным конденсатором. Указанную настройку на частоты точного сопряжения на высокочастотном и низкочастотном концах диапазона производят несколько раз, пока не перестанут изменяться положения подстроечного конденсатора и сердечника входного контура.

На растянутых коротковолновых диапазонах применяют сопряжение только в середине диапазона без сопрягающих конденсаторов. Настройку производят следующим образом. На вход приемника

подают сигнал на средней частоте диапазона, а указатель шкалы приемника устанавливают на середину шкалы. Гетеродинный контур настраивают по индикатору выхода приемника подстроечным сердечником катушки индуктивности или подстроечным конденсатором. Затем на эту же среднюю частоту диапазона по максимальным показаниям индикатора выхода настраивают высокочастотные контуры.

НАСТРОЙКА УКВ БЛОКА

Остается настроить УВЧ и преобразовать частоты для приема ЧМ радиостанций. В большинстве случаев они выполнены в виде отдельного УКВ блока с индуктивной настройкой (т. е. настройкой изменением индуктивности), но в некоторых случаях применяют и емкостную настройку контуров этого блока. Принципиально настройка преобразователя частоты и усилителя высокой частоты этого блока не отличается от настройки этих же каскадов в АМ канале, но есть и отличия, связанные как со схемными особенностями (наличие мостов нейтрализации), так и с работой этих каскадов на очень высоких частотах.

Порядок налаживания и настройки блока следующий: настраивают фильтр промежуточной частоты на выходе блока (L_6C_{11} и L_7C_{12} на рис. 57), проверяют, работает ли гетеродин, и настраивают его диапазон частот, затем настраивают контур усилителя высокой частоты ($L_3C_6C_7$) и сопрягают его настройку с настройкой контуров гетеродина; попутно производят балансировку мостов нейтрализации, если обнаруживается самовозбуждение, и, наконец, производят настройку входного контура — словом, порядок работ такой же, как и при настройке этих блоков в АМ канале.

Для настройки фильтра промежуточной частоты питание блока выключают, сигнал-генератор настраивают на номинальную промежуточную частоту ЧМ канала и подают его сигнал через конденсатор емкостью 1—2 *пф* к анодной (или коллекторной) цепи смесителя, т. е. непосредственно на фильтр промежуточной частоты. Индикатором настройки может служить либо высокочастотный ламповый вольтметр, включенный параллельно контуру L_7C_{12}, либо, что лучше, ламповый вольтметр, включенный так, как при настройке контура L_1C_1 ЧМ детектора (конечно, детектор при этом должен быть настроен). Настройкой контуров L_6C_{11} и L_7C_{12} добиваются максимальных показаний индикатора.

Затем включают питание блока — показания индикатора при этом должны уменьшаться. Если же они увеличиваются, то это означает наличие самовозбуждения преобразователя на промежуточной частоте; в этом случае надо отрегулировать мост подбором емкости C_{13} (см. рис. 57), а если это не поможет, то попробовать сбалансировать мост, предназначенный для развязки контуров УВЧ и гетеродина, подбором емкости C_6.

Далее надо проверить наличие генерации гетеродина (лучше с помощью волномера) и если она отсутствует, то перепробовать все те меры, которые рекомендовались выше, когда речь шла о налаживании гетеродина АМ преобразователя. Подстройку диапазона гетеродина производят при помощи волномера или сигнал-генератора; в последнем случае используют тот же индикатор, что и при настройке фильтра промежуточной частоты Сигнал-генератор подключают ко входу блока и настраивают на крайние частоты диапазона. Если перестройка гетеродина осуществляется диамагнитным сердечником, то, слегка смещая этот сердечник по оси при введенном в катушку положении, производят подстройку гетеродина на высшей частоте (при введении в контур диамагнитного сердечника индуктивность его уменьшается, а частота настройки увеличивается!). Подстройку на низшей частоте в этом случае производят подбором емкости контура гетеродина. Если при этом придется столкнуться со срывами генерации или скачкообразными изменениями частоты генерации, то надо сбалансировать мост, нейтрализующий связь гетеродинного контура с контуром УВЧ, подбором емкости конденсатора C_6. Лучше всего это сделать следующим образом: к точкам *1—1* (см. рис. 57) подключить высокочастотный ламповый вольтметр и настройкой конденсатора C_6 добиться минимальных показаний вольтметра. Признаком хорошей нейтрализации будет, кроме того, отсутствие влияния перестройки колебательного контура УВЧ на частоте гетеродина. Однако надо иметь в виду, что всякая регулировка мостов нейтрализации влияет на настройку контуров; поэтому после регулировки мостов надо произвести подстройку контуров, что в свою очередь может потребовать дополнительной регулировки мостов нейтрализации, т. е. эти операции приходится повторять несколько раз. Замечу, что полностью устранить взаимное влияние настроек гетеродинного и высокочастотного контуров невозможно.

Теперь надо произвести настройку контура усилителя высокой частоты. Для этого шунтируют входной контур УКВ блока, подключают ко входу блока сигнал-генератор и настраивают его на частоту 64,5 *Мгц*. Затем на частоту настраивают приемник и подстраивают контур усилителя высокой частоты по максимальным показаниям индикатора, включенного, как и прежде. Подстраивают контур изменением шага витков катушки L_3. Затем генератор перестраивают на частоту 73 *Мгц* и настраивают контур перемещением диамагнитного сердечника. Если при настройке контура появится самовозбуждение усилителя высокой частоты, то надо произвести балансировку моста, нейтрализующего связь между входным контуром и контуром усилителя, путем подбора емкости конденсатора C_4 (рис. 57). При этом может потребоваться и регулировка моста, нейтрализующего связь усилителя с контуром гетеродина. Остается настроить входной контур на среднюю частоту диапазона (разумеется, надо снять шунт с этого контура). Если схема блока не содержит элементов подстройки этого контура, то ее производят сдвиганием или раздвиганием витков катушки. Включение приборов остается прежним: сигнал-генератор подключают ко входу УКВ блока, а индикатор настройки, как при настройке контура L_1C_1 ЧМ детектора.

ЭКЗАМЕН СУПЕРГЕТЕРОДИНУ

После окончания настройки приемника надо измерить его чувствительность и избирательность. Это будет как бы «экзамен» приемнику, а вернее — Вашей работе, потому что эти измерения покажут, насколько правильно Вы наладили и настроили приемник, обладает ли он теми параметрами, которые Вы надеялись получить.

Ранее уже говорилось, что надо измерять реальную чувствительность приемника, учитывать уровень шумов. Поэтому перед измерением чувствительности надо определить уровень собственных шумов приемника. Для этого регулятор громкости усилителя низкой частоты приемника устанавливают на максимальное усиление. На вход приемника через эквивалент антенны (рис. 80) подают от генератора

стандартных сигналов высокочастотные колебания, модулированные частотой 400 *гц* с глубиной модуляции 30%. Приемник настраивают и напряжение на выходе генератора устанавливают таким, чтобы напряжение на выходе приемника, измеренное вольтметром переменного напряжения, равнялось нормальному (см. стр. 22). Затем выключают модуляцию высокочастотного сигнала и измеряют напряжение на выходе приемника, т. е. измеряют напряжение шумов приемника при приеме несущей. Такие измерения производят на каждом диапазон в одной или нескольких точках шкалы. Величину шума выражают в децибелах по отношению к нормальному выходному напряжению.

После этого измеряют чувствительность приемника. Генератор стандартных сигналов настраивают на нужную частоту. Напряжение его должно быть модулировано сигналом с частотой 400 *гц* при глубине модуляции 30%. Приемник настраивают на частоту генератора по максимальному показанию указателя настройки, т. е. вольтметра, включенного на выходе усилителя низкой частоты. Если измеренное ранее напряжение шумов меньше его нормального выходного напряжения по крайней мере в 10 раз (на 20 *дб*), то чувствительность определяют следующим образом. Регулятор громкости приемника устанавливают на максимальное усиление, а напряжение на выходе генератора подбирают таким, чтобы напряжение на выходе приемника стало равным нормальному. При этом напряжение на выходе генератора (у генераторов стандартных сигналов заводского изготовления его можно определить по положению ручек выходного делителя) численно будет равно чувствительности приемника на данной частоте. Измерение производят по крайней мере в трех точках каждого диапазона, но не на частотах точного сопряжения (чтобы оценить качество сопряжения).

Если же нормальное выходное напряжение приемника меньше чем в 10 раз превышает уровень шумов, то чувствительность измеряют несколько иначе. В этом случае после настройки приемника на частоту генератора включают модуляцию высокочастотных колебаний и регулятором громкости устанавливают напряжение шумов на выходе приемника таким, чтобы оно было меньше нормального выходного напряжения в 10 раз. Затем включают модуляцию генератора и подбирают такое напряжение на его выходе, при котором напряжение на выходе приемника равнялось бы нормальному. Регулятор громкости приемника при этом не трогают. Напряжение на выходе генератора будет численно равно чувствительности приемника с учетом его шумов.

При измерении чувствительности регулятор тембра, если он есть в приемнике, должен стоять в положении, соответствующем ослабленному воспроизведению высоких и низких звуковых частот.

Измерить чувствительность приемника с магнитной антенной в любительских условиях трудно, так как для этого надо знать выгодные параметры генератора и измерения производить в специально оборудованном (экранированном) помещении. Ориентировочную оценку чувствительности приемника с магнитной антенной можно произвести таким же методом, как и приемника с обычным входом, но сигнал от генератора подавать не через эквивалент антенны, а через емкость 3—5 *пф*. Правда, ошибка при этом может быть в несколько раз.

Перейдем к измерению избирательности. Вы знаете, что избирательность характеризует уменьшение чувствительности приемника

на какой-либо частоте по сравнению с чувствительностью на частоте настройки. Поэтому измерение избирательности производят по тем же схемам, что и измерение чувствительности, да и приемы измерений те же самые. В связи с этим измерения чувствительности и избирательности практически производят одно за другим: измерили чувствительность на какой-либо частоте и тут же, не перестраивая приемник и не изменяя схемы подключения приборов, приступают к измерению избирательности.

Начнем с измерения избирательности по соседнему каналу. Вначале, как обычно, измеряют чувствительность приемника, а затем изменяют частоту генератора на 10 *кгц*, например в сторону уменьшения, и подбирают такое выходное напряжение генератора, при котором напряжение на выходе приемника вновь становится равным нормальному, т. е. измеряют чувствительность приемника при частоте расстройки 10 *кгц*. Отношение этой чувствительности к чувствительности приемника на резонансной частоте, выраженное в децибелах, даст величину ослабления по соседнему каналу.

После этого частоту генератора увеличивают на 10 *кгц* относительно резонансной частоты приемника и производят те же измерения. Окончательно за величину избирательности по соседнему каналу принимают наименьший результат.

Однако если Ваш приемник имеет высокую избирательность по соседнему каналу (более 40 *дб*), то для измерения избирательности описанным методом на его вход придется подавать очень мощный сигнал, что приведет к перегрузке УВЧ и смесителя. Естественно, результаты измерений при этом будут искажены. В этом случае оценку избирательности лучше производить по форме резонансных характеристик каскадов УПЧ и фильтра сосредоточенной селекции.

Затем переходят к измерению избирательности по зеркальному каналу, причем измерения производятся точно так же, за исключением того, что генератор настраивают на частоту, которая выше резонансной частоты приемника на двойную промежуточную. Чувствительность по зеркальному каналу обычно измеряют при тех же настройках приемника, что и избирательность по соседнему каналу. При этом следует иметь в виду, что наихудшая избирательность по зеркальному каналу будет в коротковолновой части диапазона.

Для измерения избирательности на частоте, равной промежуточной, приемник настраивают на частоту, наиболее близкую к промежуточной: на крайнюю верхнюю частоту длинноволнового диапазона или крайнюю нижнюю частоту средневолнового диапазона. Измерение же избирательности ничем не отличается от предыдущего.

После настройки приемника можно также проверить эффективность работы АРУ. Как Вы знаете, характеристика работы АРУ представляет собой зависимость выходного напряжения приемника от входного. Снимают эту характеристику следующим образом. На вход приемника через эквивалент антенны подают от генератора высокочастотное напряжение такой величины $U_{вх1}$, чтобы напряжение на выходе приемника было равно 0,25 нормального при среднем положении регулятора громкости. Напряжение генератора должно быть, как и раньше, модулировано сигналом частотой 400 *гц*. Приемник настраивают в резонанс с частотой генератора и замечают показания указателя настройки на выходе приемника $U_{вых1}$. Затем изменяют выходное напряжение генератора в 2, 3, 4, 10, 20, 100, 500, 1 000, 5 000 и 10 000 раз, одновременно отмечая показания указателя настройки. По полученной зависимости выходного напряжения

от входного строят характеристику АРУ. Работу АРУ характеризуют отношением

$$\frac{U_{вых1} - U_{вых2}}{U_{вх1} - U_{вх2}},$$

где $U_{вх2}$ и $U_{вых2}$ — пороговые значения соответственно входиого и выходного напряжений, при которых АРУ начинает действовать.

Это отношение выражают в децибелах. Работу АРУ проверяют на каждом диапазоне.

А ЕСЛИ НЕТ ГЕНЕРАТОРА СТАНДАРТНЫХ СИГНАЛОВ!

Принципиально метод настройки супергетеродинного приемника без помощи генератора стандартных сигналов не отличается от описанного выше метода настройки. Порядок налаживания и приемы настройки контуров остаются прежними.

Отличие заключается в том, что в этом случае у радиолюбителя нет градуированного источника частоты. Поэтому настройку приемника приходится вести во время приема радиостанций. Это очень затрудняет настройку, удлиняет ее и редко позволяет настроить приемник так же хорошо, как при наличии генератора. Но все же настроить приемник можно, а если не торопиться и тщательно соблюдать рекомендуемые правила налаживания, то можно получить и неплохие результаты.

Как обычно, настройку начинают с контуров промежуточной частоты. Следует заметить, что настройка этих контуров значительно облегчится, если в приемнике применены заводские трансформаторы промежуточной частоты, примерно настроенные на частоту 465 *кгц*. Так как отсутствует источник промежуточной частоты, то надо получить ее в самом приемнике. Для этого надо принять какую-либо радиостанцию. Ее сигнал образует биения с колебаниями гетеродина, и если частота этих биений будет близка к промежуточной, то они пройдут через усилитель промежуточной частоты и радиостанция будет услышана в громкоговорителе приемника. Но для приема сигнала радиостанции должны работать все каскады приемника, включая гетеродин и смеситель. Поэтому перед настройкой контуров промежуточной частоты надо добиться устойчивой работы гетеродина, как об этом было рассказано выше.

Принять сигнал радиостанции чаще всего удается на коротковолновом диапазоне, так как на нем меньше всего сказывается расстройка входных контуров по отношению к контурам гетеродина. Подстроечные сердечники контуров промежуточной частоты при этом должны быть установлены в среднее положение. Когда радиостанция принята, вращением сердечника последнего контура промежуточной частоты добиваются максимальной громкости приема, причем процесс настройки ничем не отличается от процесса настройки этого же контура с применением генератора стандартных сигналов. По мере настройки надо уменьшать громкость, а также амплитуду сигнала на входе приемника, для чего антенну присоединяют ко входу приемника через конденсатор переменной емкости 20—30 *пф*; емкость по мере надобности уменьшают.

После настройки последнего контура промежуточной частоты переходят к настройке контура в цепи управляющей сетки лампы

или базы транзистора последнего каскада усилителя промежуточной частоты, а затем к настройке контура, индуктивно связанного с этим контуром, т. е. к настройке контура в анодной цепи лампы или коллекторной цепи транзистора предыдущего каскада усилителя. И таким образом настраивают все контуры усилителя промежуточной частоты. После этого настройку усилителя промежуточной частоты можно считать законченной.

При сильной расстройке контуров промежуточной частоты прием радиостанции может отсутствовать. В этом случае надо исключить усилитель промежуточной частоты, включив последний трансформатор промежуточной частоты (подключенный к детектору) в выходную цепь преобразователя частоты приемника. Если это даст возможность принять радиостанцию, то надо настроить на максимальную громкость приема контур в цепи детектора, а затем, восстановив схему, опять подстроить этот контур, после чего настроить остальные контуры промежуточной частоты в описанном выше порядке.

Очень большую помощь может оказать другой хорошо настроенный супергетеродинный приемник. Он не только облегчит настройку, но и даст возможность настроить контуры промежуточной частоты именно на частоту 465 *кгц*. В самом деле, при настройке контуров промежуточной частоты при приеме радиостанции мы настраиваем именно на частоту 465 *кгц*.

Настройка контуров промежуточной частоты при помощи другого радиоприемника с той же промежуточной частотой производится следующим образом К приемнику-эталону подключают антенну и принимают на нем какую-нибудь хорошо слышимую радиостанцию, но желательно не местную, так как при приеме близко расположенной мощной радиостанции настройка приемника не будет острой и его каскады перегрузятся. Напряжение промежуточной частоты с выхода усилителя промежуточной частоты приемника-эталона подают на вход последнего каскада усилителя промежуточной частоты настраиваемого приемника, т. е. используют приемник-эталон как источник напряжения промежуточной частоты. Далее настраивают контуры этого каскада усилителя точно так же, как при применении генератора стандартных сигналов, а затем переходят к настройке предыдущего каскада усилителя, подав на его вход сигнал промежуточной частоты, и т. д.

После настройки контуров промежуточной частоты переходят к укладке частот гетеродина. Для этого присоединяют антенну непосредственно ко входу смесителя (чтобы исключить влияние ненастроенных входных контуров) и стараются принять радиостанции, расположенные на краях диапазона, частоты которых известны. Сравнивая положения этих радиостанций на шкале настраиваемого приемника с теми положениями, в которых они должны находиться при нужном перекрытии частот гетеродина, производят соответствующую регулировку контуров гетеродина так же, как об этом было рассказано выше. Эти операции значительно облегчаются, если имеется приемник-эталон. После укладки частот гетеродина приступают к сопряжению настройки входных контуров с контурами гетеродина. Антенну присоединяют ко входу радиоприемника и принимают радиостанции, расположенные ближе к краям диапазона. Процесс сопряжения ничем не отличается от описанного ранее, т. е. подстраивают входные контуры таким образом, чтобы громкость принимаемой радиостанции была максимальной.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.